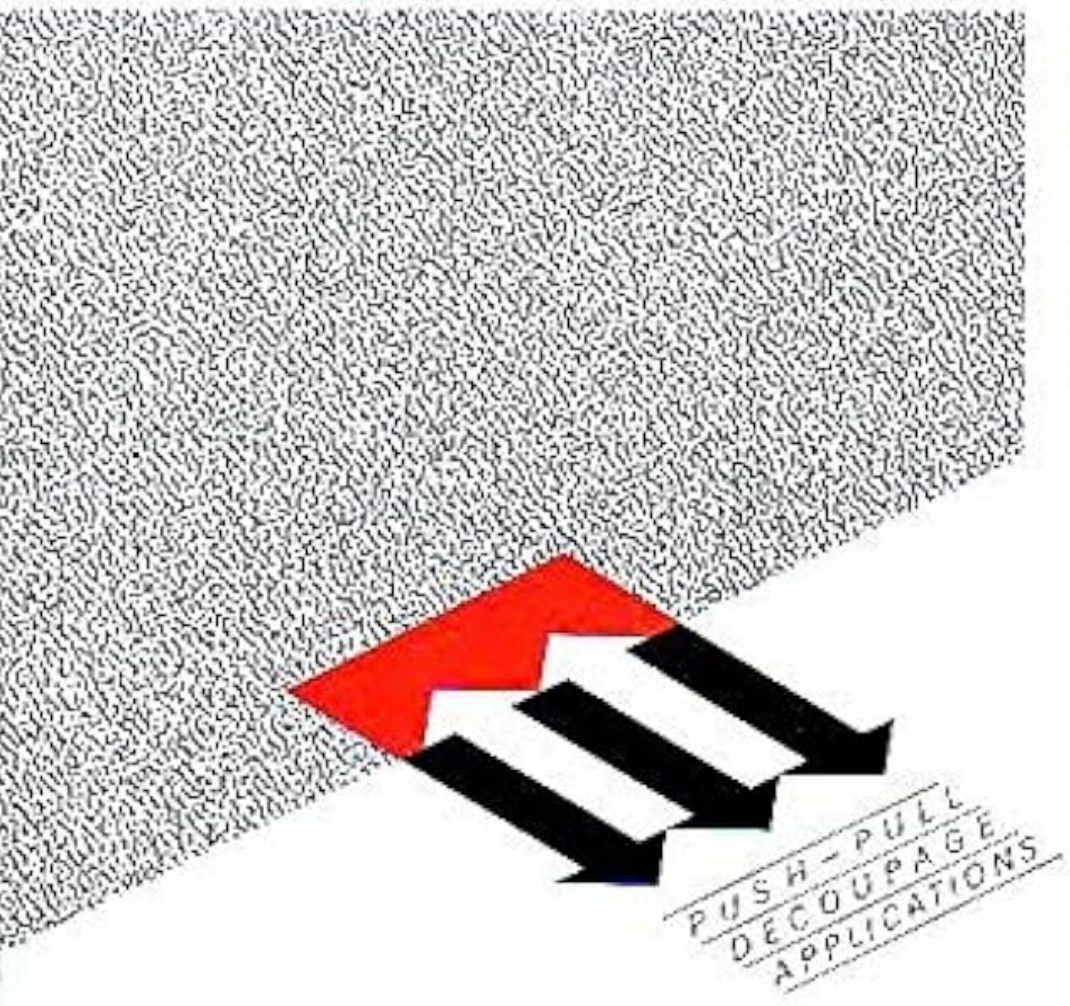
ELECTRONIQUE ANALOGIQUE

# AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

MICHEL GIRARD




McGRAW-HILL

# ELECTRONIQUE ANALOGIQUE

*Dans la même collection*

Electronique industrielle (1987)
Boucles à verrouillage de phase (1988)
Amplificateurs opérationnels (1988)

MICHEL GIRARD

*Institut Universitaire de Technologie, Cachan*
*Département Automatismes et Electronique de Puissance*

# AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

**McGraw-Hill**

Auckland - Bogota - Hambourg - Lisbonne - Londres - Madrid - Mexico - Milan - Montréal - New Delhi - New York - Panama - Paris - San Juan - São Paulo - Singapour - Sydney - Tokyo - Toronto

1988

Nous tenons à remercier les sociétés et revues suivantes qui nous ont permis de reproduire certains schémas contenus dans cet ouvrage : Alsthom Parvex ; Infranor S.A. ; SGS, revendeur RTF ; Sony France ; Kalmus, revendeur Equipements Scientifiques ; International Rectifier France ; Motorola, National Semiconductor, revendeur SCAIB ; IXYS, LSI Computer, Silicon General, revendeur RTF ; Siliconix ; Thomson Semiconductors ; *Toute l'Electronique, Elektor, Revue du Son, Radio Plans - Electronique Loisirs.*

Maquette de couverture : Françoise Rojare

Illustrations : Gérard Cabrisy

Copyright © 1988, McGraw-Hill, Paris

ISBN : 2-7042-1180-9

La loi de 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'Article 41, d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans le but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faites sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause, est illicite » (alinéa 1er de l'Article 40). Cette représentation ou reproduction par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les Articles 425 et suivants du Code pénal.

McGraw-Hill — 28 rue Beaunier — 75014 Paris

# Avant-propos

Cet ouvrage traite l'amplification de puissance de manière très générale. Cette fonction de l'électronique est partout utilisée, depuis la fraction de watt jusqu'aux mégawatts. Les très fortes puissances étant du domaine relativement récent de la commutation, elles sont uniquement rappelées. Pour les faibles et moyennes puissances, on rencontre de plus en plus souvent des fonctions intégrées. Malgré cet état de fait, l'électronique à éléments discrets subsiste, à cause des applications ponctuelles très nombreuses.

On rencontre dans ce livre les rappels de base, les schémas de principe, les éléments théoriques nécessaires pour une bonne compréhension, des schémas réels d'applications et soixante exercices traités, qui sont un complément de cours (certains calculs sont quelquefois approchés).

Tous ces éléments font que le public intéressé par cet ouvrage est très vaste — étudiants des lycées, des IUT, des facultés, des écoles d'ingénieurs, étudiants en formation continue et techniciens de l'industrie.

Les chapitres peuvent être présentés succinctement :

**Chapitre 1 :** Présentation de la fonction amplification, calcul des puissances et des rendements. Définition de la distorsion et des classes de fonctionnement. Les composants utilisés et les problèmes techniques. Amplificateurs en régime dynamique.

**Chapitre 2 :** Amplification classe B associée à tous ses problèmes technologiques (push-pull série et parallèle, transistors bipolaires et MOS, protections...).

**Chapitre 3 :** Amplification à découpage de classe D. Présentation, aspect théorique et technologique.

**Chapitre 4 :** Les classes A et C sont définies à partir d'éléments qualitatifs puis quantitatifs.

**Chapitre 5 :** Etude générale de l'asservissement électronique, appliqué ensuite aux amplificateurs de puissance associés à une chaîne complète d'amplification.

**Chapitre 6 :** Les domaines d'applications des amplificateurs de puissance (audiofréquences, pour actionneurs électromécaniques, d'instrumentation, ultrasonores et radiofréquences).

**Chapitre 7 :** Applications pratiques et circuits intégrés commercialisés.

Cet ouvrage présente ainsi la synthèse la plus complète possible de ce qui existe dans le monde industriel, ceci grâce à l'aide que m'ont apporté collègues de l'industrie et de la recherche. Que tous en soient vivement remerciés.

Malgré toutes les précautions, il est possible que les lecteurs relèvent quelques omissions ou erreurs. Toute remarque ou suggestion qu'ils voudraient bien m'adresser serait la bienvenue.

L'auteur

**Conventions d'écriture**

| | |
|---|---|
| V, I | tensions et courants continus. |
| $\underline{V}$, $\underline{I}$ | tensions et courants sinusoïdaux en notation complexe. |
| V(p), I(p), | tensions et courants en régime quelconque en variable de Laplace. |
| v(t), i(t) | tensions et courants en régime quelconque avec variable temps. |
| $v_e$, e, e(t) | tension d'entrée d'amplificateur en régime quelconque. |
| $S_{eff}$ | tension efficace de sortie d'amplificateur. |
| $+V$, $V_+$, $V^+$ | tension positive d'alimentation. |
| $v_E = V_E + v_e$ | superposition des états statique et dynamique. |
| $+5$ V, $+5$, $\textcircled{+5}$ | potentiel en un point, de $+5$ volts par rapport à la masse. |
| 10 V | tension de 10 volts aux bornes d'un composant. |
| $i_{S_{max}}$, $v_{S_{max}}$, $S_{max}$ | valeurs maximales des grandeurs instantanées. |
| s c. à c. | tension de sortie crête à crête. |

# Table des matières


**Chapitre 1. Généralités** ..... 1

1.1. Présentation de la fonction amplification ..... 1
1.1.1. Pourquoi amplifier ? ..... 1
1.1.2. Schéma électrique équivalent d'un amplificateur ..... 3
1.1.2.1. Détermination de la résistance d'entrée ..... 3
1.1.2.2. Détermination du gain en tension à vide ..... 4
1.1.2.3. Détermination de la résistance de sortie ..... 4
1.1.3. Mise en cascade d'étages amplificateurs ..... 5
1.1.4 Amplificateur idéal ..... 6
1.1.4.1. Idéalisation théorique ..... 6
1.1.4.2. Approche pratique ..... 7
1.1.5. Domaines des fréquences et des puissances ..... 7
1.1.6. Rôle de la contre-réaction ..... 9
1.1.7. Convention d'écriture ..... 9
1.1.8. Exercice ..... 10
1.2. Puissances et alimentation des amplificateurs ..... 10
1.2.1. Bilan des puissances ..... 10
1.2.2. Calcul des puissances ..... 11
1.2.2.1. Puissance instantanée ..... 11
1.2.2.2. Puissance moyenne ..... 12
1.2.2.3. Puissance moyenne généralisée et cas particuliers ..... 12
1.2.3. Rendement et gains ..... 13
1.2.3.1. Rendement d'un amplificateur ..... 13
1.2.3.2. Gains en puissance, tension et courant ..... 14
1.2.4. Alimentation et dynamique de sortie ..... 15
1.2.4.1. Alimentation symétrique ..... 15
1.2.4.2. Alimentation dissymétrique ..... 15
1.2.5. Puissance de sortie maximale ..... 16
1.2.5.1. Fonctionnement en basse fréquence ..... 16
1.2.5.2. Fonctionnement en haute fréquence ..... 16
1.2.6. Exercices ..... 18
1.3. Distorsion ..... 21
1.3.1. Distorsion harmonique de non-linéarité ..... 22

1.3.1.1. Définition de la distorsion harmonique. . . . . 22
1.3.1.2. Mesure de la distorsion harmonique. . . . . 23
1.3.2. Distorsion harmonique et d'intermodulation. . . . . 25
1.3.2.1. Présentation mathématique . . . . . 25
1.3.2.2. Signal d'entrée sinusoïdal. . . . . 26
1.3.2.3. Influence de deux signaux sinusoïdaux . . . . . 28
1.3.2.4. Mesure de la distorsion d'intermodulation . . . . . 31
1.3.3. Distorsion d'intermodulation transitoire . . . . . 31
1.3.4. Limitation des distorsions . . . . . 32
1.3.5. Exercices. . . . . 32
1.4. Classes de fonctionnement. . . . . 38
1.4.1. Classes A, B et C théoriques . . . . . 38
1.4.1.1. Montage d'étude. . . . . 38
1.4.1.2. Classe A théorique . . . . . 39
1.4.1.3. Classe B théorique. . . . . 40
1.4.1.4. Classe C théorique . . . . . 42
1.4.1.5. Regroupement des résultats . . . . . 43
1.4.2. Classes B, AB et A réelles . . . . . 44
1.4.2.1. Classe B réelle. . . . . 45
1.4.2.2. Classe AB réelle . . . . . 46
1.4.2.3. Classe A réelle. . . . . 47
1.4.3. Classes G et H, réunion des classes A et B . . . . . 48
1.4.4. Classe D ou amplification à découpage. . . . . 48
1.4.4.1. Réalité de la classe D . . . . . 48
1.4.4.2. Principe simplifié. . . . . 50
1.4.5. Classes C, D et E en haute fréquence . . . . . 51
1.5. Composants de puissance . . . . . 53
1.5.1. Composants pour petites et moyennes puissances de sortie 53
1.5.1.1. Transistors bipolaires complémentaires. . . . . 53
1.5.1.2. Transistors Darlington monolithiques. . . . . 58
1.5.1.3. Transistors bipolaires NPN rapides . . . . . 59
1.5.1.4. Transistors MOS de puissance. . . . . 59
1.5.1.5. Circuits intégrés de puissance. . . . . 64
1.5.2. Composants pour moyennes et grandes puissances de sortie 64
1.5.2.1. Redresseurs. . . . . 65
1.5.2.2. Transistors bipolaires et Darlington . . . . . 65
1.5.2.3. Transistors à effet de champ MOS. . . . . 65
1.5.2.4. Associations bipolaire - MOS . . . . . 66
1.5.2.5. Thyristors. . . . . 67
1.5.2.6. Thyristors spéciaux . . . . . 67
1.5.3. Composants marginaux . . . . . 67
1.5.4. Problème thermique et calcul simple des radiateurs ou dissipateurs . . . . . 68
1.5.4.1. Loi d'Ohm thermique . . . . . 68

1.5.4.2. Cas des transistors faible ou forte puissance ..... 69
1.5.4.3. Détermination simple des radiateurs ou dissipateurs 70
1.5.4.4. Exercices ..... 72
1.6. Les amplificateurs de puissance en régime dynamique ..... 74
1.6.1. Régime harmonique ..... 75
1.6.1.1. Rappels sur les fonctions de transfert et réponses en fréquence ..... 75
1.6.1.2. Réponses typiques de Bode ..... 77
1.6.1.3. Réponses en fréquence d'un amplificateur BF .... 77
1.6.2. Régime impulsionnel ..... 80
1.6.2.1. Temps de montée ..... 80
1.6.2.2. Slew rate ..... 81
1.6.3. Exercice ..... 81

**Chapitre 2. Amplificateurs classe B (montages push-pull)** ..... **83**

2.1. Présentation et évolution de l'amplificateur classe B série élémentaire ..... 84
2.1.1. Schéma de base ..... 84
2.1.2. Amplificateur classe B série théorique ..... 85
2.1.2.1. Analyse de fonctionnement ..... 85
2.1.2.2. Paramètres électriques ..... 85
2.1.2.3. Dynamique de sortie maximale et puissance associée 86
2.1.2.4. Puissance fournie et rendement ..... 87
2.1.2.5. Exercices ..... 88
2.1.3. Polarisation par diodes ..... 93
2.1.3.1. Présentation et détermination des éléments ..... 93
2.1.3.2. Caractéristiques essentielles ..... 95
2.1.3.3. Exemple de calcul ..... 96
2.1.4. Limitation du courant de repos ..... 97
2.1.4.1. Détermination du courant de repos et de la puissance dissipée dans les transistors ..... 97
2.1.4.2. Détermination pratique de la résistance $R_E$ ... 98
2.1.4.3. Détermination théorique de la résistance $R_E$ .. 99
2.1.4.4. Application numérique ..... 101
2.1.4.5. Nouvelles caractéristiques de l'amplificateur .. 101
2.1.4.6. Insuffisance du montage ..... 102
2.1.4.7. Exercices ..... 103
2.2. Attaque des amplificateurs push-pull série ..... 107
2.2.1. Push-pull série piloté par un amplificateur opérationnel 107
2.2.1.1. Présentation ..... 107
2.2.1.2. Caractéristiques électriques ..... 108
2.2.2. Push-pull série piloté par émetteur commun ..... 108
2.2.2.1. Présentation ..... 108
2.2.2.2. Caractéristiques électriques ..... 109
2.2.3. Push-pull série piloté par transformateur ..... 110

2.2.4. Exercices ..... 111
Push-pull série à liaison capacitive de sortie ..... 113
2.3.1. Montage classique ..... 113
2.3.1.1. Analyse de fonctionnement ..... 113
2.3.1.2. Caractéristiques électriques ..... 114
2.3.1.3. Détermination de la valeur de C ..... 115
2.3.2. Autre solution ..... 117
2.3.3. Exercices ..... 118
Améliorations du montage push-pull série élémentaire ..... 119
2.4.1. Polarisation des diodes par générateurs de courant ..... 120
2.4.1.1. Schéma de principe ..... 120
2.4.1.2. Schémas réels ..... 121
2.4.1.3. Attaque du push-pull par émetteur commun ..... 121
2.4.1.4. Exercices ..... 122
2.4.2. Utilisation des transistors Darlington ..... 127
2.4.2.1. Darlington simples ..... 127
2.4.2.2. Darlington composites ..... 129
2.4.2.3. Problèmes spécifiques aux montages Darlington .. 130
2.4.2.4. Applications des Darlington dans les montages push-pull série ..... 133
2.4.2.5. Exercices ..... 134
2.4.3. Montage bootstrapp ..... 139
2.4.3.1. Montage de base ..... 139
2.4.3.2. Détermination des éléments ..... 141
2.4.3.3. Cas de l'attaque par émetteur commun ..... 142
2.4.3.4. Applications spéciales ..... 142
2.4.3.5. Exercices ..... 144
2.4.4. Cas des très fortes puissances ..... 147
2.4.4.1. Mise en parallèle des transistors ..... 147
2.4.4.2. Exercice ..... 148
2.4.5. Ajustement du point de repos ..... 149
2.4.5.1. Ajustement par résistance parallèle ..... 149
2.4.5.2. Ajustement par résistance série ..... 150
2.4.5.3. Ajustement par thermistance ..... 151
2.4.5.4. Ajustement par mulplicateur de jonctions ..... 151
2.4.5.5. Exercice ..... 152
2.4.6. Push-pull à gain en tension supérieur à l'unité ..... 153
2.4.6.1. Augmentation du gain par émetteur commun .... 154
2.4.6.2. Contre-réaction partielle sur le push-pull ..... 155
2.4.6.3. Exercice ..... 156
Protection des amplificateurs ..... 158
2.5.1. Protection par transistors sur l'étage de sortie ..... 159
2.5.1.1. Protection en intensité ..... 159
2.5.1.2. Protection en puissance ..... 161
2.5.2. Protection par anticipation ..... 162

2.5.2.1. Protection en intensité . . . . . 162
2.5.2.2. Protection en puissance . . . . . 163
2.5.3. Protection par diodes . . . . . 164
2.5.4. Protection par thyristor . . . . . 165
2.5.5. Exercice . . . . . 166
2.6. Amplificateurs classe B série à transistors MOS . . . . . 167
2.6.1. Rappel des caractéristiques . . . . . 167
2.6.1.1. Caractéristiques statiques des MOS . . . . . 167
2.6.1.2. Montages fondamentaux petits signaux . . . . . 168
2.6.2. Push-pull série symétrique . . . . . 170
2.6.3. Push-pull série dissymétrique . . . . . 171
2.6.4. Exercices . . . . . 172
2.7. Push-pull parallèle à transformateur de sortie . . . . . 175
2.7.1. Transformateur audiofréquence idéalisé . . . . . 175
2.7.2. Principe simplifié du push-pull parallèle . . . . . 176
2.7.3. Performances électriques en régime sinusoïdal . . . . . 178
2.7.3.1. Puissance de sortie maximale . . . . . 178
2.7.3.2. Rendement maximum . . . . . 179
2.7.4. Push-pull parallèle à transistors MOS . . . . . 179
2.7.5. Exercice . . . . . 180
2.8. Augmentation de la puissance de sortie (booster) . . . . . 181
2.8.1. Amplificateur en pont ou en H . . . . . 182
2.8.2. Emploi d'une alimentation à découpage . . . . . 183
2.8.3. Push-pull parallèle à transformateurs . . . . . 183
2.8.4. Exercice . . . . . 184

**Chapitre 3. Amplificateurs à découpage (classe D) . . . . . 187**

3.1. Présentation . . . . . 187
3.1.1. Historique de la classe D . . . . . 187
3.1.2. Modulation d'impulsions . . . . . 188
3.1.2.1. Schéma de principe d'un amplificateur classe D . . 188
3.1.2.2. Procédés de modulation d'impulsions . . . . . 189
3.1.2.3. Choix du procédé . . . . . 189
3.1.3. Caractéristiques technologiques des amplificateurs classe D 190
3.1.3.1. Choix de la fréquence de découpage $f_d$ . . . . . 190
3.1.3.2. Puissance et rendement . . . . . 191
3.1.3.3. Asservissement des amplificateurs classe D . . . . . 192
3.1.3.4. Parasites causés par la classe D . . . . . 193
3.2. Aspect mathématique . . . . . 194
3.2.1. Spectre d'un train d'impulsions non modulées . . . . . 194
3.2.2. Modulation par une fonction sinusoïdale . . . . . 196
3.2.3. Expression de la tension de sortie s(t) . . . . . 197
3.2.4. Exercice . . . . . 198
3.3. Modulateurs de largeur d'impulsions . . . . . 199
3.3.1. Principes utilisés . . . . . 199

3.3.2. Quelques schémas de modulateurs ..... 201
3.3.3. Exercice ..... 202
3.4. Etages de sortie — Puissance et commande ..... 204
3.4.1. Etages de puissance ..... 204
3.4.2. Circuits de commande ..... 205
3.4.2.1. Schéma à bootstrapp ..... 206
3.4.2.2. Schéma à générateur de courant ..... 206
3.4.2.3. Schéma à bootstrapp et collecteur commun ..... 207
3.4.2.4. Schéma à inductance ..... 208
3.4.2.5. Schéma à MOS complémentaires ..... 208
3.4.2.6. Commandes isolées ..... 209
3.4.3. Exercice ..... 209
3.5. Filtres pour amplificateurs à découpage ..... 212
3.5.1. Filtrage de l'intensité (lissage) ..... 213
3.5.2. Filtrage de la tension ..... 214
3.5.3. Exercice ..... 215
3.6. Caractéristiques de l'amplificateur à découpage ..... 216
3.6.1. Caractéristiques électriques ..... 216
3.6.2. Fonction de transfert de la chaîne directe ..... 217
3.6.3. Exercice ..... 218

**Chapitre 4. Classes A et C ..... 219**

4.1. Amplification classe A ..... 219
4.1.1. Pourquoi la classe A ? ..... 219
4.1.2. Configurations rencontrées ..... 220
4.1.2.1. Liaison directe ..... 220
4.1.2.2. Liaison capacitive ..... 223
4.1.2.3. Liaison par transformateur ..... 226
4.1.2.4. Push-pull série en classe A ..... 229
4.1.2.5. Push-pull parallèle en classe A ..... 231
4.1.2.6. Remarques générales concernant la classe A ..... 232
4.1.3. Aspect réel ..... 233
4.1.3.1. Distorsion en petits signaux ..... 233
4.1.3.2. Distorsion en grands signaux, méthode des 5 points 233
4.1.4. Exercices ..... 236
4.2. Amplification classe C ..... 246
4.2.1. Aspect théorique ..... 246
4.2.1.1. Montage de base ..... 246
4.2.1.2. Analyse spectrale du courant collecteur ..... 249
4.2.1.3. Amplificateur sélectif ..... 250
4.2.1.4. Puissances et rendement ..... 251
4.2.1.5. Gain en tension ..... 252
4.2.2. Réalités technologiques ..... 253
4.2.2.1. Imperfections d'un circuit accordé ..... 253
4.2.2.2. Distorsion du signal de sortie ..... 253

4.2.2.3. Polarisation du transistor en classe C ..... 254
4.2.2.4. Polarisation automatique ..... 254
4.2.2.5. Phénomène de clamping ..... 256
4.2.3. Exercices ..... 257

**Chapitre 5. Asservissement des amplificateurs ..... 261**

5.1. Rappels concernant les asservissements ..... 261
5.1.1. Pourquoi asservir un système ? ..... 261
5.1.2. Présentation d'un asservissement électronique ..... 261
5.1.3. Précision d'un asservissement ..... 262
5.1.4. Stabilité d'un asservissement ..... 263
5.1.5. Compensation d'un asservissement ..... 263
5.2. Performances d'un système asservi électronique ..... 264
5.2.1. Avantages de l'asservissement en régime statique ..... 264
5.2.1.1. Asservissement du point de repos en tension ..... 264
5.2.1.2. Asservissement du point de repos en courant ..... 265
5.2.2. Avantages de l'asservissement en régime dynamique ..... 266
5.2.2.1. Constance de gain en tension ..... 266
5.2.2.2. Diminution de la distorsion harmonique ..... 267
5.2.2.3. Diminution de la distorsion de phase ..... 268
5.2.2.4. Diminution de l'influence de certaines perturbations 270
5.2.2.5. Augmentation de la résistance d'entrée ..... 271
5.2.2.6. Diminution de la résistance de sortie ..... 273
5.2.2.7. Augmentation de la bande passante ..... 274
5.2.2.8. Diminution de la constante de temps ..... 275
5.2.2.9. Exercices ..... 275
5.3. Eléments des systèmes asservis électroniques ..... 280
5.3.1. Description des éléments fondamentaux d'un système asservi électronique ..... 280
5.3.2. Comparateur à circuits intégrés analogiques ..... 280
5.3.3. Amplificateur différentiel utilisant deux transistors ..... 281
5.3.4. Amplificateur différentiel utilisant un transistor ..... 281
5.3.4.1. Retour direct sur l'émetteur ..... 281
5.3.4.2. Retour par diviseur de tension sur l'émetteur ..... 283
5.3.4.3. Retour sur la base ..... 284
5.3.5. Exercices ..... 286
5.4. Causes d'instabilité et remèdes ..... 292
5.4.1. Quelques rappels ..... 292
5.4.1.1. Stabilité par l'étude de la marge de phase ..... 292
5.4.1.2. Théorème de Miller ..... 293
5.4.2. Instabilités inhérentes au système ..... 294
5.4.2.1. Influence de l'émetteur commun intermédiaire et compensation ..... 294
5.4.2.2. Influence de l'amplificateur différentiel d'entrée et améliorations ..... 295

5.4.2.3. Influence du push-pull à double collecteur commun 296
5.4.2.4. Influence du push-pull à double Darlington composite ..... 300
5.4.3. Instabilité liée à la charge ..... 303
5.4.3.1. Charge capacitive ..... 303
5.4.3.2. Compensation ..... 304
5.4.4. Instabilité liée au découplage d'alimentation ..... 305
5.4.5. Exercices ..... 306

**Chapitre 6. Domaines d'applications des amplificateurs de puissance ... 311**

6.1. Amplification audiofréquence ..... 311
6.1.1. Contraintes de l'audiofréquence ..... 311
6.1.1.1. Caractéristiques et normalisation des amplificateurs de puissance ..... 311
6.1.1.2. Haut-parleurs ..... 312
6.1.1.3. Liaisons amplificateur - haut-parleur, filtres ..... 315
6.1.1.4. Enceintes asservies ..... 315
6.1.2. Exemples d'amplificateurs linéaires en classe AB ..... 317
6.1.2.1. Amplificateur à éléments discrets et à transistors bipolaires de puissance ..... 317
6.1.2.2. Amplificateur à éléments discrets et à transistors MOS de puissance ..... 318
6.1.2.3. Amplificateur à circuits intégrés ..... 319
6.1.2.4. Amplificateur en technologie hybride ..... 321
6.1.2.5. Amplificateur booster ..... 322
6.1.3. Exemple d'amplificateur linéaire en classe A ..... 323
6.1.4. Exemples d'amplificateurs à découpage en classe D ..... 324
6.1.4.1. Amplificateur à éléments discrets ..... 324
6.1.4.2. Amplificateur à circuit intégré PWM ..... 325
6.1.5. Exercice ..... 327
6.2. Amplificateurs pour asservissements électromécaniques (servomécanismes) ..... 330
6.2.1. Contraintes des actionneurs électromécaniques ..... 330
6.2.1.1. Moteurs à courant continu ..... 331
6.2.1.2. Moteurs à courant alternatif ..... 332
6.2.1.3. Moteurs pas à pas et actionneurs linéaires ..... 332
6.2.2. Exemples d'amplificateurs pour moteurs à courant continu de fortes puissances ..... 333
6.2.2.1. Convertisseur à redressement triphasé commandé 333
6.2.2.2. Convertisseur à hacheur ..... 336
6.2.3. Exemples d'amplificateurs pour moteurs à courant continu de faibles puissances ..... 337
6.2.3.1. Amplificateurs à circuits intégrés linéaires ..... 337
6.2.3.2. Amplificateurs hybrides ..... 340
6.2.3.3. Amplificateurs à circuits intégrés à découpage ... 340

6.2.3.4. Amplificateurs pilotés par microprocesseur..... 344
6.2.4. Exemple d'amplificateur pour moteur synchrone auto-piloté 346
6.2.5. Exemple d'amplificateur pour moteur asynchrone..... 348
6.2.6. Exemple d'amplificateur pour moteurs pas à pas..... 351
6.2.7. Exemple d'amplificateur pour actionneur linéaire ..... 351
6.2.8. Amplificateurs « en voie de disparition »..... 352
6.2.8.1. Amplificateurs magnétiques..... 352
6.2.8.2. Amplificateur Ward-Léonard..... 353
6.2.9. Exercices..... 353
6.3. Amplificateurs d'instrumentation..... 359
6.3.1. Contraintes des amplificateurs d'instrumentation ..... 359
6.3.2. Exemples d'amplificateurs utilisant des circuits intégrés... 359
6.3.3. Exemple d'amplificateur en technologie mixte..... 361
6.3.4. Exemples d'amplificateurs à éléments discrets..... 362
6.3.4.1. Amplificateur de bande passante supérieure à 1 MHz ..... 362
6.3.4.2. Amplificateur de bande passante supérieure à 10 MHz..... 363
6.3.5. Amplificateur haute tension..... 364
6.3.6. Exercice ..... 364
6.4. Amplificateurs pour applications ultrasonores ..... 366
6.4.1. Présentation des applications ultrasonores ..... 366
6.4.2. Contraintes des amplificateurs ultrasonores..... 367
6.4.3. Exemples d'amplificateurs — Générateurs ultrasonores... 370
6.4.3.1. Amplificateurs 50 W, 25 kHz..... 370
6.4.3.2. Amplificateurs 50 W, 900 kHz..... 371
6.4.3.3. Technologie à circuits intégrés..... 371
6.4.3.4. Fonctionnement en pont..... 372
6.4.4. Exercice ..... 372
6.5. Amplificateurs radiofréquences ..... 373
6.5.1. Considérations générales..... 374
6.5.1.1. Position du problème..... 374
6.5.1.2. Contraintes des radiofréquences..... 375
6.5.1.3. Outils mathématiques utilisés en radiofréquence.. 377
6.5.1.4. Composants actifs en radiofréquence..... 378
6.5.1.5. Composants passifs en radiofréquence..... 380
6.5.2. Exemples d'amplificateurs radiofréquences..... 383
6.5.2.1. Amplificateurs large bande ..... 383
6.5.2.2. Amplificateur à bande étroite..... 385
6.5.2.3. Amplificateur en technologie microstrip..... 387

**Chapitre 7. Réalisations — Circuits intégrés de puissance ..... 389**

7.1. Premiers amplificateurs de puissance à transistors..... 389
7.2. Génération actuelle d'amplificateurs de puissance à transistors.. 395
7.2.1. Push-pull à transistors bipolaires ..... 395

7.2.2. Push-pull à transistors MOS de puissance . . . . . 401
7.2.2.1. Transistors MOS complémentaires . . . . . 401
7.2.2.2. Transistors MOS canal N . . . . . 403
7.3. Amplificateurs de puissance à transistors pilotés par amplificateurs opérationnels . . . . . 405
7.3.1. Montages simples . . . . . 405
7.3.2. Montages en pont . . . . . 407
7.3.3. Amplificateurs de puissance spéciaux . . . . . 408
7.3.4. Amplificateurs classe G ou H . . . . . 412
7.4. Amplificateurs d'instrumentation . . . . . 413
7.5. Amplificateurs de puissance classe D . . . . . 417
7.5.1. Amplificateur audiofréquence . . . . . 417
7.5.2. Amplificateur pour moteurs . . . . . 418
7.5.3. Amplificateur d'instrumentation haute tension . . . . . 422
7.6. Amplificateurs de puissance classe B (ou AB) pour moteurs . . . . 422
7.7. Amplificateurs de puissance haute fréquence . . . . . 424
7.8. Circuits intégrés de puissance . . . . . 429
7.8.1. Amplificateurs opérationnels de puissance . . . . . 429
7.8.2. Amplificateurs audiofréquences linéaires . . . . . 429
7.8.3. Circuits intégrés PWM pour moteurs à courant continu . . 431
7.8.4. Circuits intégrés pour commande de moteurs pas à pas . . . 431
7.8.5. Circuits intégrés pour commande de moteurs sans balais . . 432
7.8.6. Circuits intégrés pour commande de bobines . . . . . 432
7.8.7. Circuits de puissance en ponts intégrés . . . . . 432
7.8.8. Aperçu sur la technologie des circuits intégrés linéaires . . . 432

**Bibliographie** . . . . . **435**

# CHAPITRE 1

# Généralités

## 1.1. PRÉSENTATION DE LA FONCTION AMPLIFICATION

### 1.1.1. POURQUOI AMPLIFIER ?

L'électronique utilise un certain nombre de fonctions. L'amplification est l'une d'entre elles. En partant d'un signal de faible amplitude et « de faible puissance », on veut en obtenir un autre, **de même forme**, capable de fournir l'énergie nécessaire à une charge quelconque : moteur, haut-parleur, résistance, antenne, bobine d'excitation ou de déviation...).

**Exemple** (figure 1.1). Nous considérons un générateur G (microphone) délivrant une tension sinusoïdale de 10 mV efficace et un récepteur R (haut-parleur) dont la résistance équivalente est de 8 Ω. Si on fait l'opération « absurbe » qui consiste à connecter les deux éléments (générateur G et récepteur R) en direct (figure 1.1a), la puissance de sortie est

$$P_s = \frac{U_{eff}^2}{R} = \frac{(10^{-2})^2}{8} = \frac{10^{-4}}{8} = \mathbf{12{,}5\ \mu W}$$

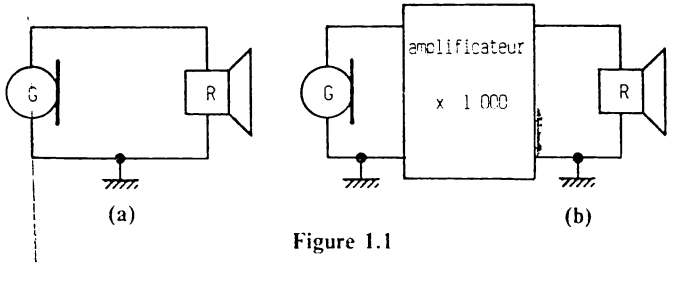



Figure 1.1

Ce résultat indique la **nécessité d'amplifier** le signal issu du générateur. Le résultat aurait été encore plus catastrophique si on avait tenu compte de la résistance interne de ce dernier.

On intercale entre les deux éléments un amplificateur « × 1000 » (figure 1.1b). Dans ces conditions le récepteur R voit une tension efficace à ses bornes de 10 V et la puissance de sortie devient

$$P_s = \frac{U_{eff}^2}{R} = \frac{10^2}{8} = \mathbf{12{,}5\ W}$$

Cet exemple fondamental indique que la fonction amplification doit, à partir d'un faible signal, fournir l'énergie nécessaire à une charge quelconque.

**Remarque**

Un amplificateur complet est toujours réalisé en deux parties :

— **un amplificateur de tension, faible niveau, fonctionnant en régime linéaire,**

— **un amplificateur de puissance fonctionnant en régime non linéaire, à cause des fortes variations.**

Le fonctionnement en grands signaux ne permet plus de travailler avec les paramètres hybrides (petites variations autour du point de repos). Il faut utiliser directement les caractéristiques des composants. Cette méthode n'étant pas très souple, nous lui préférons la méthode plus moderne du schéma électrique équivalent. Puissances et forts signaux font apparaître deux nouveaux concepts :

— **rendement,**

— **distorsion.**

Dans le domaine de la haute fidélité (erreur quasi nulle), l'amplificateur de puissance est toujours associé à un amplificateur de tension à très fort gain ; l'ensemble est contre-réactionné. On réalise l'asservissement de la grandeur de sortie à celle de l'entrée qui est issue d'un générateur ou capteur.

Citons comme capteurs :

— tête de lecture (piezo-électrique),
— sonde de température (thermo-électrique),
— jauge de contrainte (résistif),
— ...

Les amplificateurs de puissance peuvent être conçus à partir de nombreux schémas. Le choix de ceux-ci se fait en fonction du dilemme rendement-distorsion. C'est ce dilemme qui fait apparaître les différentes classes de fonctionnement présentées dans ce chapitre. Les composants de puissance travaillent alors :

— soit par déplacement de leur point de repos sur les caractéristiques,
— soit en commutation.

Ce dernier cas est le domaine de l'électronique de puissance (découpage).

## 1.1.2. SCHÉMA ÉLECTRIQUE ÉQUIVALENT D'UN AMPLIFICATEUR

Mis à part le fonctionnement aux fréquences élevées qui est vu aux chapitres 4 et 6, un amplificateur (qu'il travaille en tension ou en puissance), est défini par ses trois paramètres fondamentaux :

— **$R_e$, résistance d'entrée** ($Z_e$ impédance),
— **$R_s$, résistance de sortie** ($Z_s$ impédance),
— **$G_{vo}$, gain en tension à vide.**

La figure 1.2 indique le schéma électrique équivalent d'un tel amplificateur. Plusieurs méthodes permettent de déterminer les paramètres.

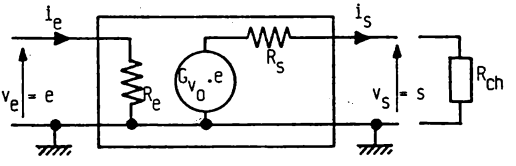



**Figure 1.2**

### 1.1.2.1. Détermination de la résistance d'entrée

**Théoriquement.** La résistance d'entrée, en régime dynamique, de tout amplificateur est une application directe de la loi d'Ohm :

$$R_e = \frac{\text{tension d'entrée}}{\text{courant d'entrée}} = \frac{v_e}{i_e} = \frac{e}{i_e}$$

**Pratiquement** (figure 1.3). Pour R égale à zéro, donc e = e', on fait fonctionner l'amplificateur de manière à obtenir à sa sortie une tension $s_0$ à l'image de l'entrée (fonctionnement linéaire). On augmente la résistance R jusqu'à obtenir $s = s_0/2$. Dans ces conditions $e = e'/2$, donc

$$R_e = R$$

Connaissant l'ordre de grandeur de la résistance d'entrée, il est facile de choisir la résistance variable R.

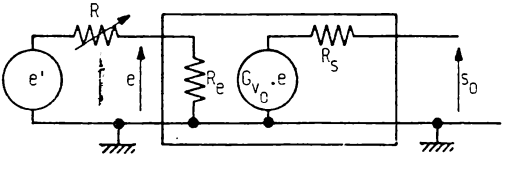



**Figure 1.3**

### 1.1.2.2. Détermination du gain en tension à vide

**Théoriquement.** A partir de la figure 1.2, on écrit l'équation du générateur de Thévenin de sortie

$$s = G_{v0}.e - R_s i_s$$

Cette équation fournit directement le gain en tension à vide $G_{v0}$ et la résistance de sortie $R_s$.

**Pratiquement.** On applique un signal e à l'entrée de l'amplificateur et on récupère le signal de sortie $s_0$ non déformé (charge retirée). Il vient alors

$$G_{v0} = \frac{s_0}{e}$$

### 1.1.2.3. Détermination de la résistance de sorite

**Théoriquement.** Deux méthodes sont possibles :
— on écrit l'équation de Thévenin,
— on « éteint » le générateur d'entrée e et on applique un générateur u en sortie (figure 1.4). La loi d'Ohm fournit

$$R_s = \frac{u}{i}$$

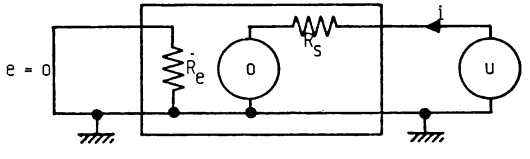



Figure 1.4

**Pratiquement.** Les deux méthodes précédentes sont encore valables. Toutefois on préfère mesurer $s = s_0$ à vide puis s en charge (figure 1.5). Comme on connaît $s_0$ et R, on en déduit $R_s$ :

$$s = s_0 \frac{R}{R + R_s} \qquad \text{soit} \qquad R_s = \frac{s_0 - s}{s} . R$$

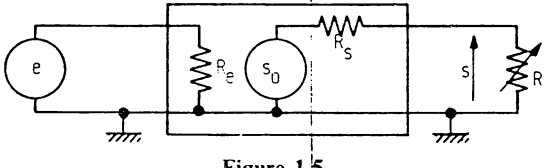



Figure 1.5

**Remarques**

— Les manipulations faites sur les montages des figures 1.4. et 1.5 imposent de tenir compte des **limites technologiques de l'amplificateur, du courant de sortie maximum et de la tension de sortie maximale.**

— Les mesures sont effectuées en régime sinusoïdal (fonctionnement linéraire).

## 1.1.3. MISE EN CASCADE D'ÉTAGES AMPLIFICATEURS

En pratique, un amplificateur est constitué de plusieurs étages à fonctions élémentaires et définies par leurs paramètres $R_e$, $G_{v_0}$, $R_s$. L'étude de l'ensemble était, jadis, globale. La méthode actuelle consiste à étudier chaque étage (lorsque cela est possible) et à appliquer la loi de la mise en cascade que nous illustrons par l'exemple de la figure 1.6. Chaque étage est défini par :

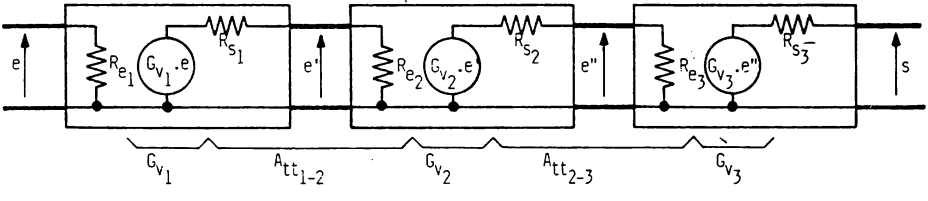



**Figure 1.6**

— **étage 1.** $R_{e_1}$, $G_{v_1}$, $R_{s_1}$,
— **étage 2.** $R_{e_2}$, $G_{v_2}$, $R_{s_2}$,
— **étage 3.** $R_{e_3}$, $G_{v_3}$, $R_{s_3}$.

Les caractéristiques de l'amplificateur équivalent sont alors :

— **résistance d'entrée** $R_e = R_{e_1}$,
— **résistance de sortie** $R_s = R_{s_1}$,
— **gain en tension à vide** $G_{v_0} = G_{v_1} \cdot G_{v_2} \cdot G_{v_3} \cdot Att_{1.2} \cdot Att_{2.3}$

avec

$$Att_{1.2} = \frac{R_{e_2}}{R_{s_1} + R_{e_2}} \quad \text{et} \quad Att_{2.3} = \frac{R_{e_3}}{R_{s_2} + R_{e_3}}$$

L'atténuation $Att_{i.j}$ représente le diviseur de tension constitué de la résistance de sortie de l'étage i et de la résistance d'entrée de l'étage j.

**Exemple**

Un amplificateur est constitué de trois étages, dont les paramètres sont les suivants :

$$R_{e_1} = 100\ k\Omega,\ G_{v_1} = 100,\ R_{s_1} = 9\ k\Omega$$
$$R_{e_2} = 1\ k\Omega,\ G_{v_2} = 1\ 000,\ R_{s_2} = 10\ k\Omega$$
$$R_{e_3} = 500\ k\Omega,\ G_{v_3} = 1,\ R_{s_3} = 1\ \Omega$$

On en déduit les atténuations

$$Att_{1.2} = \frac{10^3}{10^3 + 9\,.\,10^3} = \frac{1}{10} \quad \text{et} \quad Att_{2.3.} = \frac{5\,.\,10^5}{5\,.\,10^5 + 10^4} \simeq 1$$

et les paramètres de l'ensemble

$$\mathbf{R_e = 100\ k\Omega}$$
$$\mathbf{R_s = 1\Omega}$$
$$\mathbf{G_{v_0}} = 100\,.\,1\,000\,.\,1\,.\,\frac{1}{10}\,.\,1 = \mathbf{10\,000}$$

**Remarque**

Le dernier étage à gain en tension de 1 est un adaptateur d'impédances. Il représente l'étage de sortie ou de puissance que nous allons plus particulièrement étudier dans cet ouvrage.

## 1.1.4. AMPLIFICATEUR IDÉAL

Un amplificateur idéal est un amplificateur dont la résistance d'entrée (impédance) ne perturbe pas le niveau du signal à amplifier, la résistance de sortie (impédance) ne perturbe pas le niveau du signal de sortie. Le gain en tension est constant dans le domaine d'utilisation.

### 1.1.4.1. Idéalisation théorique

Cette idéalisation est définie par

$$\mathbf{R_e = \infty}$$
$$\mathbf{R_s = 0}$$
$$\mathbf{G_{v_0}} = \text{constante}$$

### 1.1.4.2. Approche pratique

Elle dépend de la limite admissible de l'atténuation d'entrée et de sortie. A partir de la figure 1.7, nous écrivons les inégalités

$R_e \gg R_i$, **résistance interne du générateur**
$R_s \ll R_{ch}$, **résistance équivalente à la charge**

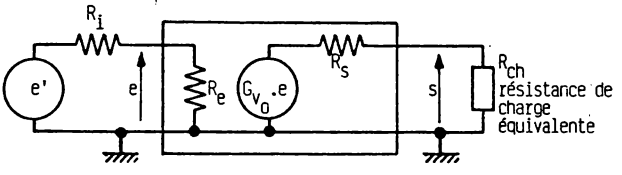



**Figure 1.7**

Ces inégalités ne permettent pas de calculer des valeurs. **On adopte alors la règle du dixième ou de dix qui est une règle d'approche très souvent suffisante en électronique :**

$$R_e \geqslant 10\ R_i$$
$$R_s \leqslant R_{ch}/10$$

**Remarques**

— **La règle du dixième est une règle du domaine de la pratique. Elle permet d'effectuer des calculs approchés avec une extrême rapidité. Elle a été établie en fonction des tolérances des composants passifs et de la disparité de fabrication des composants actifs. Elle est très souvent, à tort, rejetée par les théoriciens. Nous insistons sur le fait que cette règle est une approche très souvent suffisante. Dans le cas contraire, la rigueur des équations subsiste.**

— Nous verrons que, dans certains cas, on peut admettre une atténuation de 3 dB, c'est-à-dire une diminution du signal d'un facteur $\sqrt{2}$ (on passe de u à 0,7 u).

## 1.1.5. DOMAINES DES FRÉQUENCES ET DES PUISSANCES

La figure 1.8 positionne grossièrement le domaine d'utilisation d'un amplificateur de sortie, en puissance et en fréquence.

On distingue deux zones :

— Une zone où les transistors bipolaires ou à effet de champ travaillent en régime quasi linéaire, c'est-à-dire par déplacement du point de repos sur les caractéristiques. La puissance va jusqu'à quelques centaines de watts et la fréquence maximale atteint 10 mégahertz.

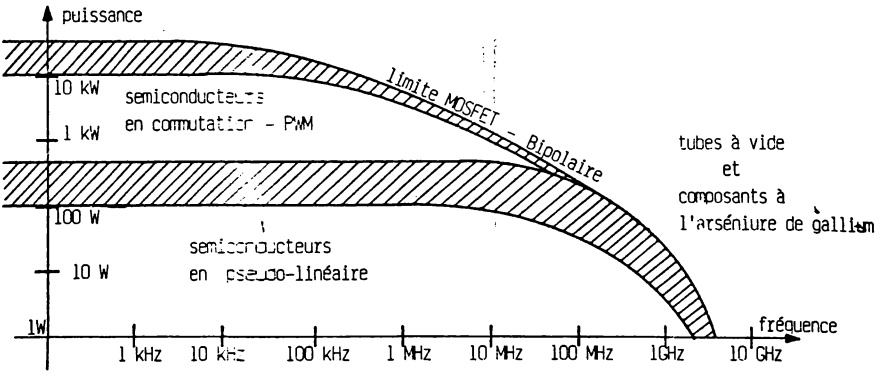



**Figure 1.8**

— Une zone à forte puissance où les composants travaillent en commutation par modulation de largeur d'impulsion, MLI ou PWM. C'est le domaine de l'électronique de puissance (découpage).

Il ne faut pas omettre de citer les tubes à vide qui sont toujours existants dans le domaine des très hautes fréquences et très fortes puissances ainsi que l'arrivée d'un nouveau transistor à arséniure de gallium pour des tensions d'alimentation inférieures à 100 V.

L'appellation des fréquences a été définie par le CCIR (Comité consultatif international des radiocommunications) en 1953.

**TBF,** très basses fréquences jusqu'à 30 kHz,
**BF,** basses fréquences jusqu'à 300 kHz,
**MF,** moyennes fréquences jusqu'à 3 MHz,
**HF,** hautes fréquences jusqu'à 30 MHz,
**VHF,** très hautes fréquences jusqu'à 300 MHz,
**UHF,** ultra hautes fréquences jusqu'à 3 GHz,
**SHF,** supra hautes fréquences jusqu'à 30 GHz,
**EHF,** extra hautes fréquences jusqu'à 3 000 GHz,
Les fréquences SHF sont aussi appelées hyperfréquences.

La classification en fréquence des amplificateurs est :

— **Amplificateurs continus.** Ce sont des amplificateurs très basses fréquences travaillant du continu à quelques dizaines ou centaines de kilohertz. Ils sont à liaisons directes. Ce sont les amplificateurs opérationnels, les amplificateurs de sortie de générateurs de fonctions, les amplificateurs pilotant les moteurs à courant continu insérés dans une boucle linéaire d'asservissement de vitesse ou de position...

— **Amplificateurs audiofréquences (AF).** Le domaine de fréquences va de quelques dizaines de hertz à quelques dizaines de kilohertz. Ils sont à liaisons directes ou capacitives, ou plus rarement à liaisons par transformateurs. Ce sont les amplificateurs de signaux audibles HiFi (haute fidélité) ou plus

modestes. On peut aussi les rencontrer dans certains asservissements de machines à courants alternatifs.

— **Amplificateurs vidéofréquences (VF).** Ce sont les amplificateurs large bande permettant de commander les tubes cathodiques et bobines de déviation dans les domaines de la télévision et des radars. La bande de fréquence de fonctionnement est 50 Hz − 5 MHz ou plus.

— **Amplificateurs radiofréquences (RF).** Ils travaillent à des fréquences supérieures aux fréquences audibles donc supérieures à 20 kHz. On les rencontre dans les émetteurs radioélectriques, les amplificateurs à fréquences intermédiaires (FI), les générateurs à ultrasons, les générateurs à chauffage par induction, les générateurs à micro-ondes, les générateurs utilisés dans les techniques de mesures.

### 1.1.6. RÔLE DE LA CONTRE-RÉACTION

Il est extrêmement difficile, en pratique, de réaliser des amplificateurs à caractéristiques proches de l'idéalisation. On a alors recours à une fonction « universelle » rencontrée dans tous les domaines de la physique : l'asservissement de la grandeur de sortie par rapport à celle de l'entrée. Cet asservissement n'est autre que notre « vieille » contre-réaction peu affectionnée par ses utilisateurs à cause de sa présentation. La méthode moderne consiste à utiliser la théorie des systèmes asservis donc les schéma-bloc présentés au chapitre 5. Nous verrons que l'asservissement d'un amplificateur apporte une multitude d'avantages, dont les suivants :

— augmentation de la résistance d'entrée,
— diminution de la résistance de sortie,
— constance de gain dans la bande de fréquence désirée.

### 1.1.7. CONVENTION D'ÉCRITURE

Rappelons qu'en électronique linéaire ou linéarisée, il y a toujours superposition d'un état statique et d'un état dynamique. Ainsi, par exemple, la tension aux bornes d'un transistor s'écrit

$$v_{CE} = V_{CE} + v_{ce}$$

où $V_{CE}$ représente la valeur statique et $v_{ce}$ la variation.

### 1.1.8. EXERCICE

On désire réaliser un amplificateur de sortie de chaîne HiFi. La charge est équivalente à une résistance de 4 Ω. Le signal d'entrée issu d'un préamplificateur dont la tension de sortie à vide est de 1 V c. à c. présente une résistance interne de 1 kΩ. Déterminez les paramètres de l'amplificateur : $R_e$, $G_{v_0}$ et $R_s$ si on souhaite obtenir une puissance de sortie voisine de 20 W, en régime sinusoïdal.

**Solution**

En ce qui concerne les résistances d'entrée et de sortie, nous avons vu qu'il fallait une bonne adaptation

$$R_e \geqslant 10\, R_i \quad \text{soit} \quad \mathbf{R_e \geqslant 10\ k\Omega},$$

et

$$R_s \leqslant R_{ch}/10 \quad \text{soit} \quad \mathbf{R_s \leqslant 0{,}4\ \Omega}.$$

Le gain en tension à vide est défini à partir des grandeurs efficaces ou crête à crête. En sortie, nous avons

$$P_s = \frac{S_{eff}^2}{R_{ch}} \text{ donc } S_{eff} = \sqrt{P_s \cdot R_{ch}} = \sqrt{20.4} = 8{,}94\ \underline{V}$$

et

$$v_s \text{ c. à c.} = 8{,}94 \cdot 2\sqrt{2} = 25{,}28\ \underline{V}$$

Le gain en tension vaut alors

$$G_{v_0} = \frac{25{,}28}{1} = \mathbf{25{,}28}$$

**Remarque**

La puissance de sortie est d'autant plus proche de 20 W que la résistance d'entrée est grande et celle de sortie petite.

## 1.2. PUISSANCES ET ALIMENTATION DES AMPLIFICATEURS

### 1.2.1. BILAN DES PUISSANCES

Lorsque l'on fait le bilan des puissances ou le bilan énergétique, on utilise le schéma de la figure 1.9 que nous commentons.

— Le signal d'entrée est défini par une tension $v_e$, un courant $i_e$ et une puissance instantanée $p_e$ fournie à la résistance d'entrée $R_e$ de l'amplificateur.

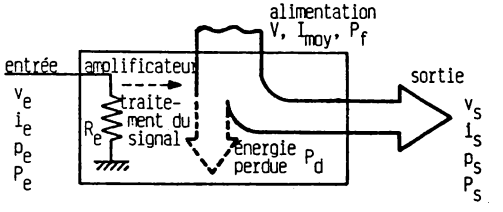



**Figure 1.9**

— Le signal de sortie est appliqué à une charge et défini par $v_s$, $i_s$ et $p_s$.

— L'alimentation, constituée de un ou deux générateurs, fournit une tension continue V (ou ± V), un courant moyen $I_{moy}$ (ou ± $I_{moy}$), une puissance associée $P_f$ (ou 2 $P_f$).

**Remarques**

— L'énergie fournie par l'alimentation n'est pas entièrement transmise à la charge. Une partie importante ou non, est dissipée par effet joule dans les étages de sortie (transistors de puissance).

— L'énergie fournie par le générateur d'entrée est dissipée dans la résistance d'entrée.

— Il n'y a pas de liaison « directe » entre l'entrée et la sortie. Les étages intermédiaires traitent l'information (traitement du signal).

— Le bilan des puissances est nécessaire à cause des fortes puissances de sortie. La valeur du rendement nous guidera à faire le choix des montages possibles.

## 1.2.2. CALCUL DES PUISSANCES

Il y a lieu de considérer plusieurs régimes de fonctionnement :

— régime non périodique,

— régime périodique lent ($T \ll \tau_{th}$),

— régime périodique rapide ($T \gg \tau_{th}$),

où $\tau_{th}$ représente la constante de temps thermique des éléments et T la période du signal.

### 1.2.2.1. Puissance instantanée

Soit le dipôle D de la figure 1.10. La puissance instantanée est définie par la relation

$$\mathbf{p(t) = u(t) \cdot i(t)}$$

ou $\mathbf{p(\theta) = u(\theta) \cdot i(\theta)}$ en régime sinusoïdal.

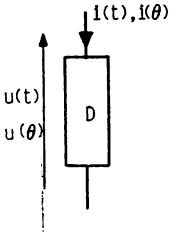



**Figure 1.10**

Les flèches courant et tension de la figure correspondent à la convention récepteur. Si l'une des grandeurs u(t) ou i(t) est inversée, le dipôle est alors générateur. Dans le cas où le régime est apériodique ou périodique lent, on prendra la valeur maximale de cette puissance instantanée pour déterminer entre autres la dimension des radiateurs des transistors de sortie.

### 1.2.2.2. Puissance moyenne

C'est celle qui est utilisée en régime périodique rapide. **C'est la valeur moyenne de la puissance instantanée :**

$$P_{moy} = \frac{1}{T} \int_{(T)} u(t) \cdot i(t)\, dt$$

ou

$$P_{moy} = \frac{1}{T} \int_{(T)} u(\theta) \cdot i(\theta)\, d\theta$$

avec, en général, $T = 2\pi$.

### 1.2.2.3. Puissance moyenne généralisée et cas particuliers

Toujours dans le cas du régime périodique rapide, nous supposons que u(t) et i(t) sont de forme quelconque donc décomposables en série de Fourier

$$u(t) = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_n \cos(n\,\omega t + \varphi_n),$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{m=1}^{\infty} I_m (\cos m\,\omega t + \varphi_m)$$

ou

— $U_0$ et $I_0$ sont les valeurs moyennes des tensions et courants,

— $U_n$ et $I_m$, les valeurs maximales des tensions et courants sinusoïdaux de rang n et m et de pulsation $n\,\omega$ et $m\,\omega$,

— $\varphi_n$ et $\varphi_m$, les phases associées.

En appliquant la relation

$$P_{moy} = \frac{1}{T}\int_{(T)} u(t) \cdot i(t)\, dt$$

il vient

$$P_{moy} = U_0 I_0 + \frac{U_1 I_1}{2} + \frac{U_2 I_2}{2} + \ldots + \frac{U_n I_n}{2} + \ldots$$

ou encore

$$P_{moy} = U_0 I_0 + U_{1_{eff}} I_{1_{eff}} + U_{2_{eff}} I_{2_{eff}} + \ldots + U_{n_{eff}} I_{n_{eff}} + \ldots$$

**Ainsi la puissance moyenne ne fait intervenir que les produits tensions et courants efficaces de même pulsation.**

**Cas particuliers**

— En régime sinusoïdal pur, on retrouve

$$P_{moy} = U_{eff} I_{eff}$$

— Si u(t) est constant et égal à U,

$$P_{moy} = U I_{moy}$$

(exemple, puissance fournie par une alimentation à tension continue).

— Si i(t) est constant et égal à I,

$$P_{moy} = U_{moy} I$$

(exemple, puissance dissipée dans le transistor ballast d'une alimentation à courant continu).

## 1.2.3. RENDEMENT ET GAINS

### 1.2.3.1. Rendement d'un amplificateur

Travailler en puissance impose de considérer le rendement donc l'énergie perdue dans les composants de l'étage de sortie d'un amplificateur. L'expression du rendement est

$$\eta = \frac{P_s}{P_f} = \frac{P_s}{P_s + P_d}$$

$P_s$ puissance de sortie
$P_f$ puissance fournie par les alimentations
$P_d$ puissance dissipée dans l'amplificateur

Le rendement est un des critères de choix des montages permettant la réalisation des amplificateurs de puissance. Nous le retrouverons lors de la présentation des classes de fonctionnement dans le paragraphe 1.4.

### 1.2.3.2. Gains en puissance, tension et courant

**Gain en puissance.** C'est le rapport des puissances de sortie et d'entrée.

$$G_p = \frac{P_s}{P_e}$$

C'est une expression rarement utilisée dans les amplificateurs basse fréquence. Par contre, elle est courante en haute fréquence, pour les montages à « impédances adaptées » et les composants utilisés.

**Gain en tension.** Nous avons déjà vu sa définition. C'est le rapport des tensions de sortie et d'entrée définies en valeurs efficaces, maximales, crêtes à crêtes ou instantanées, pour un fonctionnement linéaire

$$G_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{S_{eff}}{E_{eff}} = \frac{v_s \text{ c. à c.}}{v_e \text{ c. à c.}}$$

Le gain en tension à vide $G_{v_0}$ et le gain en tension en charge $G_v$ sont les paramètres des montages classiques, basse fréquence, accompagnés des résistances d'entrée et de sortie.

**Gain en courant.** Il définit le transistor bipolaire mais peut être rencontré en amplification.

$$G_i = \frac{i_s}{i_e}$$

**Relation entre gains.** La définition de la puissance nous permet d'écrire :

$$G_p = G_v \cdot G_i$$

et peut être traitée en valeurs instantanées ou efficaces (régime sinusoïdal).

**Dimension des gains.** Les gains sont donnés :
— en valeurs décimales (sans dimension),
— en bels ou décibels.

Rappelons que le bel est le logarithme à base 10 du gain en puissance. Cette opération permet de limiter l'étalement des valeurs décimales. Toutefois on préfère utiliser le décibel qui vaut un dixième de bel.

**Gain en puissance : $G_p$ ou 10 log $G_p$ en décibels**
**Gain en tension : $G_v$ ou 20 log $G_v$ en décibels**
**Gain en courant : $G_i$ ou 20 log $G_i$ en décibels**

Le coefficient 20 est lié au fait que la puissance est obtenue à partir du carré de la tension ou de l'intensité et que

$$10 \log U^2 = 20 \log U$$

## 1.2.4. ALIMENTATION ET DYNAMIQUE DE SORTIE

La puissance fournie à la charge est proportionnelle au carré de la tension de sortie. Cette tension est directement en relation avec l'alimentation de l'amplificateur sauf dans le cas où on utilise un transformateur de liaison. La dynamique de sortie est maximale lorsque le point de repos est « au milieu » de la tension totale d'alimentation.

### 1.2.4.1. Alimentation symétrique (figure 1.11)

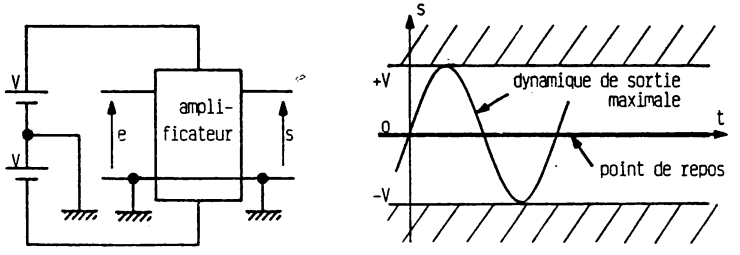



**Figure 1.11**

L'alimentation ± V permet :

— un point de repos à zéro donc une sortie directe et un fonctionnement à fréquence nulle (amplificateurs continus),

— une dynamique de sortie crête à crête de 2 V,

— une puissance dans la résistance de charge en régime sinusoïdal de

$$P_s = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{ch}} = \frac{V^2}{2\,R_{ch}}$$

avec V, valeur crête et $\frac{V}{\sqrt{2}}$, valeur efficace.

### 1.2.4.2. Alimentation dissymétrique (figure 1.12)

L'alimentation totale est V. Les éléments cités précédemment deviennent :

— un point de repos à V/2 donc une sortie par translateur de tension en général capacitif et un fonctionnement à fréquence non nulle (exemple amplificateurs audiofréquences),

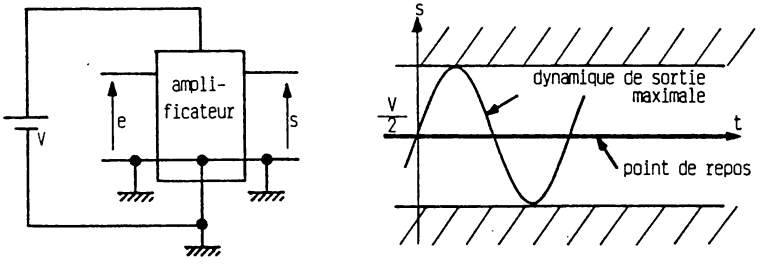



**Figure 1.12**

— une dynamique de sortie crête à crête de V,
— une puissance dans la résistance de charge en régime sinusoïdal de :

$$P_s = \frac{\left(\frac{V}{2\sqrt{2}}\right)^2}{R_{ch}} = \frac{V^2}{8\,R_{ch}}$$

## 1.2.5. PUISSANCE DE SORTIE MAXIMALE

Il y a deux cas à considérer :
— fonctionnement en basse fréquence avec contre-réaction,
— fonctionnement en haute fréquence avec adaptation pour câble coaxial.

### 1.2.5.1. Fonctionnement en basse fréquence

Nous verrons que la contre-réaction permet d'obtenir des résistances de sortie très faibles (bien inférieures à l'ohm). La puissance de sortie maximale correspond aux limites technologiques des transistors et autres composants de l'étage de sortie (puissance maximale, intensité maximale). Citons comme exemple l'amplificateur audiofréquence. Si la charge prévue est 4 ohms, il pourra correctement fonctionner avec 8 ohms ; si la charge prévue est 8 ohms, il ne pourra fonctionner avec 4 ohms qu'à « volume » réduit afin que l'intensité et la puissance dissipées dans les transistors ne dépassent pas les valeurs limites prévues.

### 1.2.5.2. Fonctionnement en haute fréquence

Pour transmettre l'énergie par câble coaxial, il faut que celui-ci soit adapté c'est-à-dire qu'il voit à ses extrémités une résistance égale à son

impédance caractéristique $Z_c$. Indépendamment de ce qui précède, examinons la figure 1.13. Le générateur de sortie est un générateur de Thévenin, il fournit l'énergie à une résistance de charge. La tension de sortie $v_s = s$ est

$$s = s_0 \frac{R_{ch}}{R_s + R_{ch}}$$

et la puissance instantanée

$$P_s = \frac{s^2}{R_{ch}} = \frac{S_0^2 \left(\frac{R_{ch}}{R_s + R_{ch}}\right)^2}{R_{ch}} = s_0^2 \frac{R_{ch}^2}{(R_s + R_{ch})^2 . R_{ch}}$$

$$P_s = s_0^2 \frac{R_{ch}}{R_s^2 + 2 R_s R_{ch} + R_{ch}^2}$$

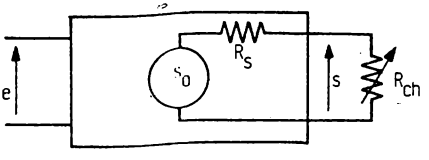



Figure 1.13

Pour étudier sa variation, on calcule la dérivée première :

$$\frac{d}{d R_{ch}} P_s = - \frac{s_0^2 (R_s^2 - R_{ch}^2)}{(R_s^2 + 2 R_s R_{ch} + R_{ch}^2)^2}$$

cette dérivée s'annule pour $R_{ch} = R_s$ et **c'est pour cette condition que la puissance dans la charge est maximale**

$$P_{s\,max} = \frac{s_0^2}{4 R_{ch}}$$

La dérivée à l'origine est

$$\frac{d}{d R_{ch}} P_{s(R_{ch}=0)} = \frac{s_0^2}{R_s^2}$$

La représentation de la variation de la puissance en fonction de la résistance de charge est indiquée sur la figure 1.14. La valeur du point d'inflexion non représenté est obtenue en calculant la dérivée seconde.

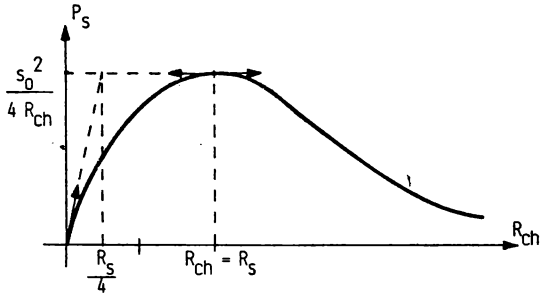



**Figure 1.14**

## 1.2.6. EXERCICES

***Exercice* 1.** La figure 1.15 représente un transistor fonctionnant en émetteur commun. Le point de repos est $V_{CE_0} = V/2$ et $I_{C_0} = V/2\ R_{ch}$ afin d'obtenir le maximum de dynamique. Déterminer la puissance dissipée dans le transistor d'abord sans signal, puis avec signal (graphes de la figure 1.15). Application numérique : $V = 20$ volts et $R_C = 100\ \Omega$.

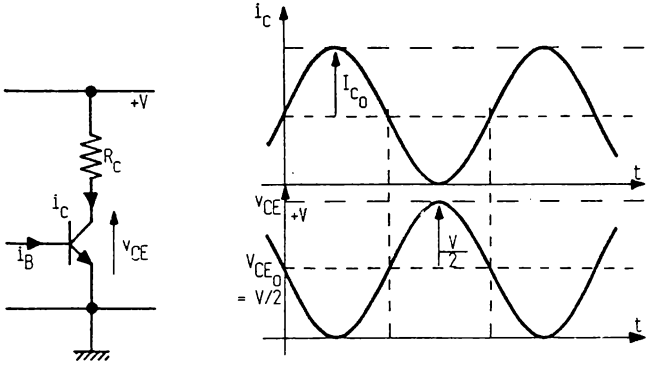



**Figure 1.15**

**Solution**

Pour calculer la puissance moyenne, il faut connaître l'expression de u(t) et i(t) ou u(θ) et i(θ).

**Au repos :**

$$u(t) = V_{CE_0} = 10 = V/2$$

$$i(t) = I_{C_0} = \frac{10}{100} = 0{,}1A = \frac{V}{2\,R_C}$$

$$P_{T_0} = V_{CE_0} \cdot I_{C_0} = \frac{V\,I_{C_0}}{2} = 1\,W$$

**En fonctionnement :**

$$u(\theta) = \frac{V}{2} - \frac{V}{2}\sin\theta$$

$$i(\theta) = I_{C_0} + I_{C_0}\sin\theta$$

$$\text{et } P_T = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} u(\theta) \cdot i(\theta)\, d\theta$$

soit

$$P_T = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \frac{V}{2}(1 - \sin\theta).\, I_{C_0}(1 + \sin\theta)\, d\theta$$

$$P_T = \frac{VI_{C_0}}{4\pi}\int_0^{2\pi} (1 - \sin^2\theta)\, d\theta$$

comme

$$\sin^2\theta = \frac{1 - \cos 2\theta}{2}$$

nous avons

$$P_T = \frac{VI_{C_0}}{4\pi}\int_0^{2\pi}\left(\frac{1}{2} + \frac{\cos 2\theta}{2}\right) d\theta$$

cos 2 θ intégré sur 2 π donne zéro, on peut donc écrire

$$P_T = \frac{VI_{C_0}}{8\pi}\int_0^{2\pi} d\theta$$

et

$$P_T = \frac{VI_{C_0}}{4} = 0{,}5\,W$$

Ce résultat montre que la puissance dissipée dans le transistor est plus importante sans signal qu'avec signal. Ceci est toujours vrai en classe A où le transistor conduit en permanence (classe de fonctionnement définie au paragraphe 1.4 et étudiée au chapitre 4).

***Exercice* 2.** Un amplificateur est alimenté par une batterie de 12 V. La charge est un haut-parleur de résistance équivalente de 4 Ω. Quelle puissance de sortie peut-on espérer en régime sinusoïdal ?

**Solution**

Dans le meilleur des cas, la dynamique de sortie maximale, crête à crête est de 12 V. La valeur efficace devient

$$S_{eff} = \frac{12}{2\sqrt{2}} = 4{,}24 \text{ V}$$

La puissance maximale de sortie vaut

$$P_s = \frac{S_{eff}^2}{R_{ch}} = \frac{(4{,}24)^2}{4} = 4{,}5 \text{ W}$$

Ce résultat indique que, pour 12 V d'alimentation, la puissance est limitée à sensiblement 4 W. Pour augmenter cette puissance, il faut utiliser un booster qui peut être basé suivant plusieurs principes que nous verrons plus loin et qui sont :

— configuration en pont ou en H,
— alimentation à découpage élévatrice,
— sortie par transformateur.

***Exercice* 3.** Un amplificateur continu de gain en tension de 10 (20 dB) est alimenté par deux générateurs continus symétriques ± 15 V. Le courant absorbé au repos est 10 mA. La charge est une résistance de 100 Ω. En supposant la résistance d'entrée infinie, indiquer le sens de parcours des courants dans les connexions ainsi que leurs valeurs, pour une tension d'entrée continue de + 1 V puis − 1 V.

**Solution**

Pour une tension d'entrée de ± 1 V, la tension de sortie est ± 10 V à cause du gain en tension, et tout à fait compatible avec la valeur de l'alimentation ± 15 V. Le courant dans la charge est de 100 mA. Le sens de parcours du courant est indiqué sur les schémas de la figure 1.16. Les flèches en traits forts

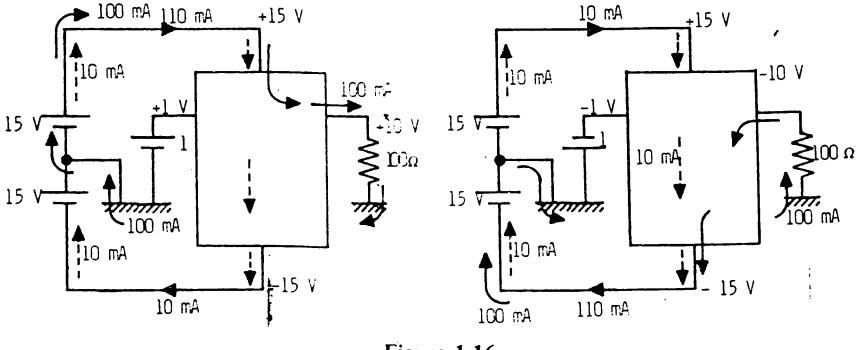



**Figure 1.16**

correspondent au courant de 100 mA dans la charge et celles en traits pointillés au courant de repos de 10 mA, absorbé à vide.

En supposant que le fonctionnement est linéaire, on utilise le théorème de superposition. Ainsi le courant de ligne est de :

— 110 mA pour le − 15 V et 10 mA pour le − 15 V lorsque e = + 1 V

— 10 mA pour le − 15 V et 110 mA pour le − 15 V lorsque e = − 1 V

Cet exercice, apparemment simpliste, est fondamental car il montre que **le courant de sortie peut être entrant ou sortant, que les « masses » doivent être reliées, que la valeur des courants de lignes permet de définir les alimentations et de calculer la valeur des résistances de découplage lorsque cela est nécessaire.**

## 13. DISTORSION

Toute transmission d'un signal s'accompagne de la modification de celui-ci. Ce phénomène est appelé distorsion. En électronique, il représente la déformation du signal de sortie par rapport à celui de l'entrée pour une fonction bien définie, par exemple l'amplification. Nous rencontrons plusieurs types de distorsions :

— Distorsion liée à la variation de gain. Le signal n'est pas déformé mais l'amplitude varie en fonction de la fréquence.

— Distorsion liée à la variation de phase. C'est le déphasage variable du signal de sortie par rapport à celui appliqué à l'entrée d'un amplificateur, en fonction de la fréquence. Ce phénomène se manifeste dans deux cas bien connus : le flou d'une image vidéo et l'effet physiologique modifié en audiofréquence.

— Distorsion apportée par le bruit. Toute perturbation extérieure vient altérer l'information qui circule dans un montage (onde électromagnétique à 50 Hz, ondulation d'alimentation...

— Distorsion de non-linéarités. Elles ne permettent pas de conserver la forme du signal transmis, elles sont dues aux non-linéarités des composants surtout lorsque ceux-ci travaillent en forts signaux, ce qui est le **cas des amplificateurs de puissance.** On **distingue la distorsion harmonique et la distorsion d'intermodulation.**

Toutes ces distorsions peuvent être limitées en utilisant des artifices que nous exposerons plus loin (polarisation, contre-réaction, blindage...).

## 1.3.1. DISTORSION HARMONIQUE DE NON-LINÉARITÉ

### 1.3.1.1. Définition de la distorsion harmonique

Nous citons deux exemples bien connus d'amplificateurs travaillant à forts signaux où apparaissent les non-linéarités :

— l'émetteur commun avec attaque en tension,

— le montage push-pull présenté au chapitre 2.

Ces deux exemples, illustrés sur la figure 1.17, représentent en fait la distorsion plus ou moins accentuée des deux derniers étages d'un amplificateur de sortie.

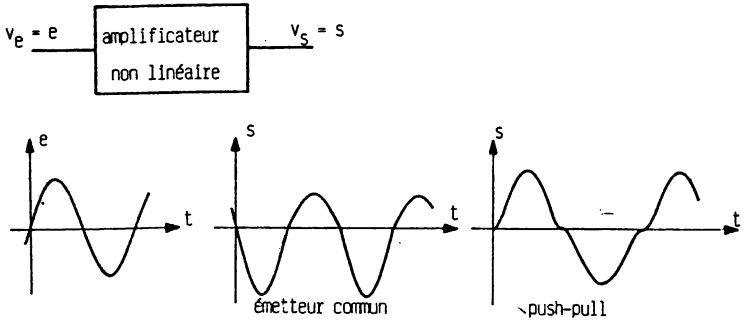



**Figure 1.17**

La distorsion est définie à partir de la décomposition en série de Fourier pour un signal f(t) de pulsation $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$ et $T = \frac{1}{f}$. La première forme de cette série s'écrit :

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\,\omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\,\omega_0 t$$

avec

$$a_0 = \frac{1}{T}\int_{(T)} f(t)\,dt$$

$$a_n = \frac{2}{T}\int_{(T)} f(t)\cos n\,\omega_0 t\,dt$$

$$b_n = \frac{2}{T}\int_{(T)} f(t)\sin n\,\omega_0 t\,dt$$

En fonction de la parité du signal incident, seule la série en sinus ou en cosinus est utilisée. Le spectre en fréquence d'une fonction périodique peut être représenté sur la figure 1.18. Les amplitudes des harmoniques de rang supérieur à 1 ($n > 1$) dépendent du degré de déformation du signal lié à la non-linéarité.

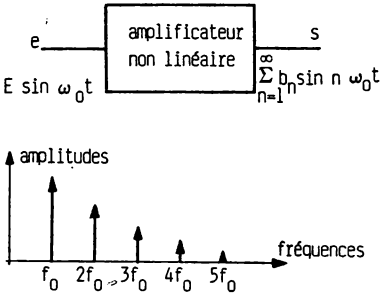



**Figure 1.18**

La distorsion est définie comme étant le rapport entre la valeur efficace des harmoniques de rang supérieur à 1 et la valeur efficace du fondamental qui est l'harmonique de rang égal à 1.

$$d = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \ldots}}{A_1}$$

où $A_n$ représente la valeur efficace de l'harmonique de rang n

$$A_n = \frac{a_n}{\sqrt{2}} \quad \text{ou} \quad \frac{b_n}{\sqrt{2}} \text{ suivant la parité}$$

Le résultat est donné en valeur décimale ou, et surtout, en pour cent. On peut dans certains cas trouver cette autre relation

$$d' = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \ldots}}{\sqrt{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \ldots}}$$

### 1.3.1.2. Mesure de la distorsion harmonique

La distorsion de non-linéarité est mesurée avec un appareil d'instrumentation qui est un distorsiomètre. Il en existe plusieurs sur le marché. Nous citons l'exemple de celui fourni par la société LEA qui mesure le rapport entre la valeur efficace des harmoniques de rang supérieur à 1 et la valeur efficace du signal complet soit d'.

Les mesures de d ne sont valables que pour un taux inférieur à 20 %. Au-dessus, il faut appliquer un coefficient correcteur fourni par le constructeur. Le principe de la mesure est le suivant : le signal complet est envoyé sur un galvanomètre de calibration puis, une fois calibré, il est injecté dans un filtre rejecteur réglable. Celui-ci élimine le fondamental. La valeur quadratique des harmoniques restants est mesurée par le même galvanomètre qui indique directement la valeur de la distorsion en pour cent. Le schéma de principe du filtre rejecteur utilisé est représenté sur la figure 1.19. Les

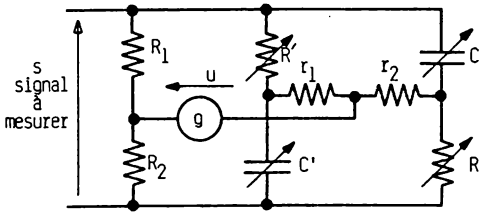



**Figure 1.19**

capacités variables C et C' permettent un réglage continu alors que les résistances R et R' sont modifiées par commutateur et ceci pour différents calibres. La fonction de transfert d'un tel ensemble est de la forme

$$\frac{U(p)}{S(p)} = \frac{1 + \dfrac{p^2}{\omega_0^2}}{1 + 2z\dfrac{p}{\omega_0} + \dfrac{p^2}{\omega_0^2}}$$

où $\omega_0$ représente la pulsation du fondamental, valeur ajustable. Si on ne possède pas de distorsiomètre, on peut toujours réaliser le montage de la figure 1.20. On connecte à la sortie d'un amplificateur un filtre réjecteur, en double T, accordé à une fréquence voisine de 1 000 Hz. Celui-ci fournit à un

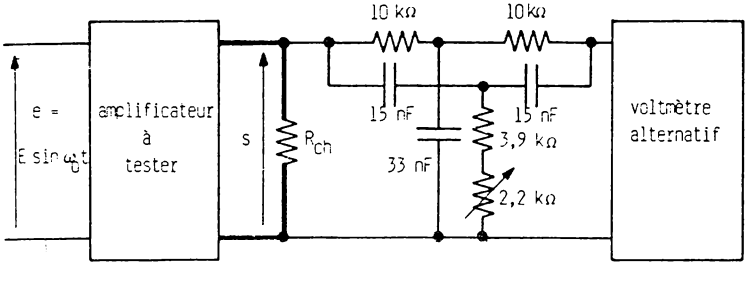



**Figure 1.20**

voltmètre alternatif un signal dont la valeur efficace est celle des harmoniques de rang supérieur à 1. La fonction de transfert d'un tel filtre est identique à celle écrite précédemment. Le calibrage peut toujours être effectué à partir d'un signal dont on connaît, par définition, le taux de distorsion (signal carré ou triangulaire). Mais on peut aussi mesurer la valeur efficace du signal de sortie de l'amplificateur et effectuer l'opération de rapport décrite précédemment (valeur d').

## 1.3.2. DISTORSION HARMONIQUE ET D'INTERMODULATION

### 1.3.2.1. Présentation mathématique

Ce paragraphe présente de manière plus générale les distorsions de non-linéarité à partir d'une caractéristique s(e) quelconque d'amplificateur représentée sur la figure 1.21. La formule de Taylor sur les développements limités, nous permet d'écrire la relation

$$s = f(\Delta e) = f(e_0) + \Delta e \,.\, f'(e_0) + (\Delta e)^2 \,.\, \frac{f''(e_0)}{2!} + (\Delta e)^3 \, f'''\frac{(e_0)}{3!} + \cdots$$

où $\Delta e$ représente la variation du signal d'entrée.

- $f(e_0)$ le point de repos,
- $f'(e_0)$ le gain en tension en régime linéaire
- $f''\frac{(e_0)}{2!}$ le premier terme de distorsion en harmonique 2 (terme quadratique),
- $f'''\frac{(e_0)}{3!}$ le deuxième terme de distorsion en harmonique 3 (terme cubique)

Cette relation se met sous forme de série de puissances

$$s = Ae + Be^2 + Ce^3 \qquad \text{avec } \Delta e = e$$

en ne tenant pas compte du terme statique fixe et en s'arrêtant au terme cubique.

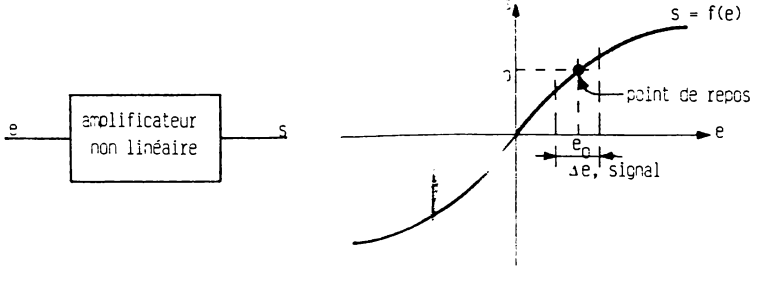



Figure 1.21

**Exemple 1.** Un amplificateur est défini par la fonction

$$s = 100\,e + 10\,e^2 + 5\,e^3$$

Si le signal d'entrée est de 0,1 V, celui récupéré en sortie vaut

$$s = 100 \times 0{,}1 + 10 \,.\, (0{,}1)^2 + 5 \,.\, (0{,}1)^3$$
$$s = 10 + 0{,}1 + 0{,}005 = 10{,}105$$

En admettant une erreur de 1/100 (distorsion), nous voyons que cette amplification est linéaire car elle ne fait intervenir que le premier terme.

**Exemple 2.** A partir de la fonction

$$s = 1 \,.\, e + 0{,}1 \,.\, e^2 + 0{,}001 \,.\, e^3$$

nous déterminons la variation de la sortie d'un amplificateur pour une variation de 10 V à son entrée

$$s = 1 \,.\, 10 + 0{,}1 \,.\, 100 + 0{,}001 \,.\, 1\,000$$
$$s = 10 + 10 + 1$$
$$s = 21 \text{ V}$$

La tension d'entrée est amplifiée linéairement avec un coefficient 1. Le terme quadratique est très important alors que le cubique l'est beaucoup moins.

**Remarques**

— Les non-linéarités peuvent favoriser l'harmonique 2 ou l'harmonique 3, ou les deux. Ceci est fonction des caractéristiques des composants actifs utilisés et du type de polarisation.

— **Les deux exemples précédents indiquent que l'erreur (distorsion) augmente avec l'amplitude du signal.**

### 1.3.2.2. Signal d'entrée sinusoïdal

Pour un signal d'entrée défini par

$$e = E \sin \omega_0 t \qquad \text{(fréquence } f_0\text{)}$$

nous déterminons l'expression de la sortie pour trois cas :

— signaux faibles avec $s = Ae$,

— signaux moyens avec $s = Ae + Be^2$,

— signaux forts avec $s = Ae + Be^2 + Ce^3$.

**Cas des signaux faibles**

$$s = Ae = AE \sin \omega_0 t$$

c'est l'amplification idéale où le signal n'est pas déformé.

**Cas des signaux moyens**

$$s = Ae + Be^2$$

$$s = AE \sin \omega_0 t + BE^2 \sin^2 \omega_0 t$$

comme $\sin^2 a = \dfrac{1 - \cos 2a}{2}$

$$\mathbf{s = \frac{BE^2}{2} + AE \sin \omega_0 t - \frac{BE^2}{2} \cos 2\,\omega_0 t}$$

Ce signal constitué d'une composante continue, de l'harmonique 1 à fréquence $f_0$ et de l'harmonique 2 à fréquence $2\,f_0$ a son spectre défini sur la figure 1.22.

**Cas des signaux forts**

$$s = Ae + Be^2 + Ce^3$$

Les deux premiers termes sont ceux de l'exemple précédent. Il faut calculer le terme cubique

$$CE^3 \sin^3 \omega_0 t = CE^3 \sin \omega_0 t \left( \frac{1}{2} - \frac{\cos 2\,\omega_0 t}{2} \right)$$

comme $\sin a \cos b = \dfrac{1}{2}\left[ \sin (a+b) + \sin (a-b) \right]$

nous obtenons

$$\sin^3 \omega_0 t = \frac{\sin \omega_0 t}{4} - \frac{1}{4}\left[ \sin \omega_0 t + \sin 3\,\omega_0 t \right]$$

$$= \frac{\sin \omega_0 t}{4} - \frac{\sin 3\,\omega_0 t}{4}$$

L'expression complète de la sortie est alors

$$\mathbf{s = \frac{BE^2}{2} + \left( AE + \frac{CE^3}{4} \right) \sin \omega_0 t - \frac{BE^2}{2} \cos 2\,\omega_0 t - \frac{CE^3}{4} \sin 3\,\omega_0 t}$$

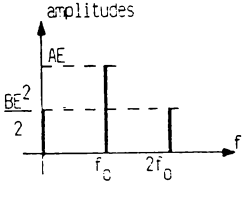



Figure 1.22

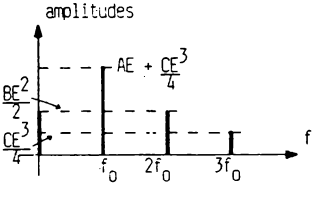



Figure 1.23

Ce signal est constitué d'une composante continue et des harmoniques de rang 1, 2 et 3. La représentation spectrale est obtenue sur le graphe de la figure 1.23.

**Remarques**

**— Ce calcul que nous venons d'effectuer est une autre présentation de la décomposition en série de Fourier.**

**— La mise en équation de la fonction s(e) étant difficile à déterminer, on utilise en pratique la méthode des 5 points,** présentée au paragraphe 4.1.3.2.

### 1.3.2.3. Influence de deux signaux sinusoïdaux

Deux signaux $e_1(t)$ et $e_2(t)$ définis par les relations

$$e_1 = E_1 \sin \omega_1 t \qquad \text{(fréquence } f_1\text{)}$$

et

$$e_2 = E_2 \sin \omega_2 t \qquad \text{(fréquence } f_2 > f_1\text{)}$$

sont appliqués à l'entrée de l'amplificateur défini précédemment suivant la relation

$$e = e_1 + e_2 = E_1 \sin \omega_1 t + E_2 \sin \omega_2 t$$

La sortie dépend de l'amplitude des signaux d'entrée.

**Cas des signaux faibles**

$$\mathbf{s = Ae = A\,(e_1 + e_2) = AE_1 \sin \omega_1 t + AE_2 \sin \omega_2 t}$$

La sortie représente normalement la somme des deux signaux d'entrée amplifiés par le coefficient A.

**Cas des signaux moyens**

$$s = Ae + Be^2$$

$$s = A\,(e_1 + e_2) + B\,(e_1 + e_2)^2$$

$$s = AE_1 \sin \omega_1 t + AE_2 \sin \omega_2 t + B\,(E_1 \sin \omega_1 t + E_2 \sin \omega_2 t)^2$$

L'expression mise au carré s'écrit

$$BE_1^2 \sin^2 \omega_1 t + BE_2^2 \sin^2 \omega_2 t + 2\,BE_1\,E_2 \sin \omega_1 t \,.\, \sin \omega_2 t$$

soit, en utilisant la relation $\sin a \,.\, \sin b = \frac{1}{2}\,[\sin (a+b) - \sin (a-b)]$,

$$\frac{BE_1^2}{2} - \frac{BE_1^2}{2} \cos 2\,\omega_1 t + \frac{BE_2^2}{2} - \frac{BE_2^2}{2} \cos 2\,\omega_2 t$$

$$+ BE_1\,E_2 \sin (\omega_1 + \omega_2)t - BE_1\,E_2 \sin (\omega_1 - \omega_2)t$$

Le résultat total laisse apparaître une composante continue, et les composantes aux fréquences suivantes $f_1$, $f_2$, $2f_1$, $2f_2$, $f_1 + f_2$ et $f_1 - f_2$. La représentation spectrale est indiquée sur la figure 1.24.

**Figure 1.24**

**Cas des signaux forts**

$$s = Ae + Be^2 + Ce^3$$

Le calcul se complique. En remplaçant e par $e_1 + e_2$, nous avons

$$s = A(e_1+e_2) + B(e_1+e_2)^2 + C(e_1+e_2)^3$$

soit

$$s = Ae_1 + Ae_2 + Be_1^2 + Be_2^2 + 2Be_1e_2 + Ce_1^3 + Ce_2^3 + 3Ce_1^2e_2 + 3Ce_1e_2^2$$

Ce résultat peut être mis sous forme de trois ensembles.

*Ensemble* 1, équation en $e_1$

$$Ae_1 + Be_1^2 + Ce_1^3$$

qui laisse apparaître les harmoniques de fréquences

$$f_1,\ 2f_1 \text{ et } 3f_1$$

*Ensemble* 2, équation en $e_2$

$$Ae_2 + Be_2^2 + Ce_2^3$$

qui laisse apparaître les harmoniques des fréquences

$$f_2,\ 2f_2 \text{ et } 3f_2$$

*Ensemble* 3, produits croisés

$$2Be_1e_2 + 3Ce_1e_2^2 + 3Ce_1^2e_2$$

Chaque produit croisé $e_1^a \cdot e_2^b$ crée une fréquence somme et une fréquence différence

$$af_1 \pm bf_2$$

qui se situent autour de $f_2$, 2 $f_2$ et 3 $f_2$ que nous trouvons sur le spectre de la figure 1.25.

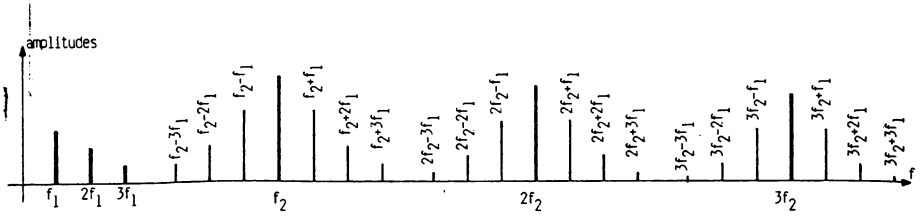



**Figure 1.25**

**Remarques**

— Les considérations précédentes montrent qu'un amplificateur sollicité par un seul signal doit être hautement immunisé contre le bruit (ondulation d'alimentation...) afin de limiter la distorsion d'intermodulation.

— Les mesures de distorsions harmoniques sont insuffisantes pour détecter correctement les non-linéarités de fonctionnement d'un amplificateur. On préfère mesurer les fréquences parasites ou de battement du phénomène d'intermodulation.

— Le taux d'intermodulation peut être défini par mesure en utilisant différents principes. La méthode la plus simple consiste à injecter dans un amplificateur, deux signaux de fréquences très différentes, par exemple :

. signal principal à 10 000 Hz,

. signal perturbateur à 50 Hz.

Après avoir éliminé les composantes basses fréquences, on mesure les différentes amplitudes recueillies. La figure 1.26 représente deux signaux de sortie d'amplification, l'un non perturbé, l'autre perturbé. Le taux de distorsion d'intermodulation est alors

$$\frac{A - B}{(A + B)/2} \times 100 \qquad \text{en \%}$$

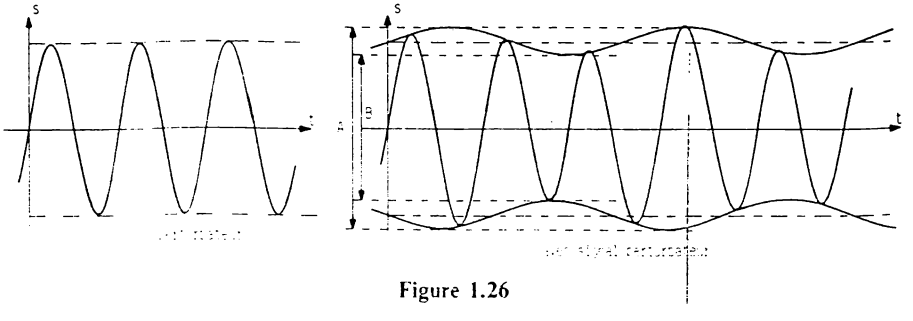



Figure 1.26

il représente le rapport des amplitudes crêtes à crêtes et ceci pour une non-linéarité quadratique.

— Ce principe de distorsion d'intermodulation est utilisé pour générer des fréquences autres que les fréquences harmoniques d'un signal fortement déformé (voir ouvrage *Boucles à verrouillage de phase,* chapitre sur les synthétiseurs).

### 1.3.2.4. Mesure de la distorsion d'intermodulation

En excluant les appareils sophistiqués, on peut toujours apprécier le phénomène simplement. Le schéma de la figure 1.27 en indique le principe.

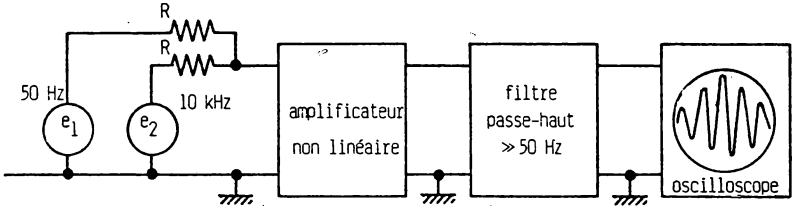



**Figure 1.27**

On utilise un générateur de fréquence 10 000 Hz et un générateur de fréquence 50 Hz (qui peut être le secteur). Le filtre passe-haut élimine les composantes basses fréquences (50 Hz, 100 Hz...) et laisse passer celles autour de 10 kHz. A partir des amplitudes, on détermine approximativement le taux de distorsion d'intermodulation.

## 1.3.3. DISTORSION D'INTERMODULATION TRANSITOIRE

Lorsqu'on applique à l'entrée d'un amplificateur contre-réactionné un signal en forme d'échelon (ou à variation rapide) d'amplitude importante, la sortie n'a pas le temps de suivre cette consigne, alors l'amplificateur différentiel se sature. Il s'en suit que certaines capacités parasites peuvent se charger à courant constant et imposer une évolution de forme triangulaire au signal de sortie. C'est le **phénomène de slew rate** défini au paragraphe 1.6. Il est la cause de la **distorsion d'intermodulation transitoire (DIT)** qui peut être beaucoup plus gênante que toutes les autres distorsions. On peut limiter son influence de différentes manières :

— en utilisant des transistors de puissance rapides (bipolaires NPN ou MOS),

— en travaillant avec des gains de boucle réduits ce qui impose, en contrepartie, de polariser les composants en classe AB ou A.

La distorsion d'intermodulation transitoire se mesure à partir du slew rate[1].

## 1.3.4. LIMITATION DES DISTORSIONS

A partir de ce qui vient d'être présenté, on sait qu'un amplificateur de puissance est « fidèle » au moins lorsque les caractéristiques des composants sont linéaires. Mis à part le problème des grands signaux où les non-linéarités sont causées par les caractéristiques de sortie des composants et le type de polarisation, il faut tenir compte des caractéristiques d'entrée et de transfert. Comme deux montages fondamentaux sont essentiellement utilisés dans les étages de puissance, nous pouvons donner les éléments suivants :

— le montage collecteur commun doit être commandé en tension,

— le montage émetteur commun doit être commandé en courant.

## 1.3.5. EXERCICES

***Exercice* 1.** Un amplificateur présente une non-linéarité quadratique et cubique ($s = Ae + Be^2 + Ce^3$). Il travaille avec une fréquence d'entrée de 1 kHz et est parasité par une ondulation de source continue de 100 Hz. Quelles sont les fréquences harmoniques et d'intermodulation rencontrées à sa sortie ?

**Solution**

Les fréquences harmoniques sont

1 kHz, 2 kHz, 3 kHz,
100 Hz, 200 Hz, 300 Hz.

Les fréquences d'intermodulation que l'on définit autour des trois harmoniques supérieurs sont

1 kHz ± 100 Hz = 900 Hz et 1 100 Hz
1 kHz ± 200 Hz = 800 Hz et 1 200 Hz
1 kHz ± 300 Hz = 700 Hz et 1 300 Hz

1. *Cf.* l'article paru à ce sujet dans *Radio Plans* n° 446, janvier 1985.

puis

$$2\text{ kHz} \pm 100\text{ Hz} = 1\,900\text{ Hz et } 2\,100\text{ Hz}$$
$$2\text{ kHz} \pm 200\text{ Hz} = 1\,800\text{ Hz et } 2\,200\text{ Hz}$$
$$2\text{ kHz} \pm 300\text{ Hz} = 1\,700\text{ Hz et } 2\,300\text{ Hz}$$

enfin

$$3\text{ kHz} \pm 100\text{ Hz} = 2\,900\text{ Hz et } 3\,100\text{ Hz}$$
$$3\text{ kHz} \pm 200\text{ Hz} = 2\,800\text{ Hz et } 3\,200\text{ Hz}$$
$$3\text{ kHz} \pm 300\text{ Hz} = 2\,700\text{ Hz et } 3\,300\text{ Hz}$$

**Remarque**

A partir de cet exemple, on voit bien que l'on peut générer une multitude de fréquences, de 100 Hz à plusieurs dizaines de kilohertz au pas de 100 Hz, à condition d'avoir une non-linéarité suffisamment importante permettant d'aller jusqu'à l'ordre 5

$$s = Ae + Be^2 + Ce^3 + De^4 + Ee^5$$

Il suffit ensuite d'utiliser des filtres sélectifs « pointus » pour extraire le signal de fréquence voulue.

***Exercice* 2.** Un transistor à effet de champ est utilisé en montage source commune, grands signaux. La non-linéarité la plus marquante de ce composant se situe sur la caractéristique de transfert $I_D$ ($V_{G5}$) dont l'expression théorique est approximativement

$$I_D \simeq I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

avec $I_{D_{ss}}$, courant de saturation à $V_{GS} = 0$ et $V_P$, tension de cut-off ou de pincement.

Nous avons relevé quelques points de cette caractéristique pour un transistor (figure 1.28).

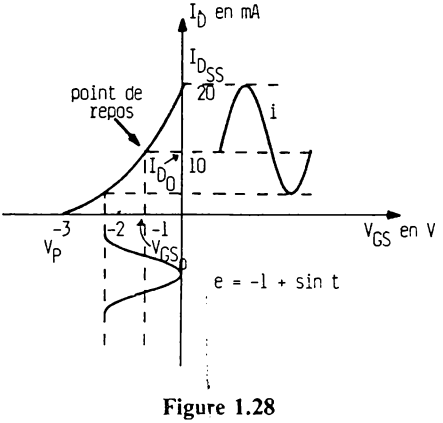



**Figure 1.28**

— Définir approximativement $I_D\ (V_{GS}) = i(e)$ avec I en milliampères.

— Déterminer i(e) pour $e = -1 + \sin\theta$ et en déduire l'amplitude des harmoniques.

**Solution**

Le polynome P(e) est du second ordre

$$P(e) = ae^2 + be + c = i(e)$$

Sa dérivée s'écrit

$$P'(e) = 2ae + b$$

Pour e = 0

$$P(0) = 20 = c$$

Pour e = − 3

$$P(-3) = 9a - 3b + 20 = 0$$
$$9a - 3b = -20$$

A ce point, la tangente est supposée horizontale

$$P'(-3) = 0 = -6a + b$$

Ces deux équations en a et b donnent

$$a \simeq 2 \quad \text{et} \quad b \simeq 12$$

soit

$$P(e) = 2e^2 + 12e + 20$$

Nous vérifions que pour $e = -1 = V_{GS_0}$

$$i(-1) = P(-1) = 2 - 12 + 20 = 10 \qquad (10\ \text{mA})$$

Le résultat est correct.

Le gain linéaire autour de − 1 est défini par la dérivée

$$P' = 4e + 12$$
$$P'(-1) = -4 + 12 = 8$$

**Remarque 1**

Le gain en tension d'un montage source commune est $-g R_D$ où $R_D$ représente la résistance de polarisation de drain et g la pente (ici g = 8).

Pour une fonction d'entrée $e = -1 + \sin\theta$ (entrée sinusoïdale autour du point de repos $V_{GS_0} = -1$) nous avons

$$i(e) = 2(-1 + \sin\theta)^2 + 12(-1 + \sin\theta) + 20$$
$$i(e) = 2(1 + \sin^2\theta - 2\sin\theta) - 12 + 12\sin\theta + 20$$
$$i(e) = 2\sin^2\theta + 8\sin\theta + 10$$

et en transformant $\sin^2\theta$ en $\dfrac{1 - \cos 2\theta}{2}$

$$i(e) = -\cos 2\theta + 8\sin\theta + 11$$

Ce résultat nous donne :
— la composante continue de polarisation + 11 (11 mA),
— le gain linéaire 8 $R_D$ avec g = 8.
**L'amplitude de l'harmonique 2 est le huitième de celle du fondamental.**

**Remarque 2**

Pour un transistor bipolaire travaillant en émetteur commun et attaqué en tension, la plus forte non-linéarité est due à la caractéristique d'entrée $I_B$ ($V_{BE}$) de la forme

$$I_B = I_S \exp (40\ V_{BE}) \quad \text{à } 25°C$$

avec $I_S$ courant de saturation inverse. La distorsion est alors définie à partir de la relation des développements limités de la fonction exponentielle

$$e^x \simeq 1 + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{6} + \frac{x^4}{24} + \ldots$$

***Exercice* 3.** Un étage amplificateur push-pull mal polarisé fournit à sa sortie un signal déformé (voir chapitre 2). On représente sur la figure 1.29 ce signal s(t) à partir de celui de l'entrée e(t). Théoriquement, signaux de sortie et d'entrée sont de forme identique. Mais le seuil de conduction des transistors

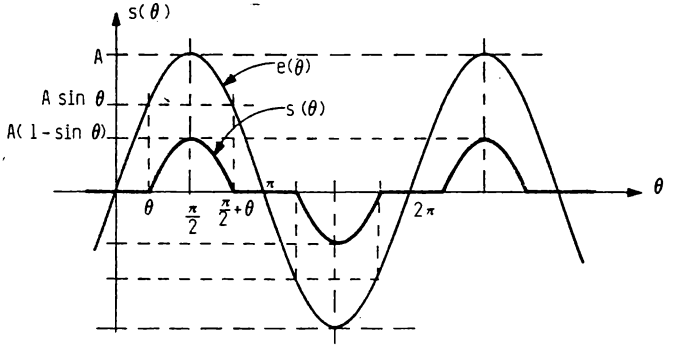



**Figure 1.29**

apporte un « retard » θ qui correspond à une translation verticale de la sinusoïde. La décomposition en série de Fourier de ce signal donne l'amplitude des harmoniques.

— Déterminer l'expression littérale des coefficients de Fourier.

— Donner quelques valeurs numériques ainsi que la valeur des taux de distorsion d et d' avec une précision de 1 % pour A = 1.

Solution

La fonction s(t) est impaire, de période 2 π, définie sur l'intervalle [0, π] par

$$s_\theta(t) = A (\sin t - \sin \theta)$$

avec θ compris entre 0 et π/2
et t compris entre θ et π − θ.

Les coefficients de Fourier sont

$$a_0 = a_n = 0$$

et

$$b_n = \frac{2}{\pi}\int_{\theta}^{\pi-\theta} A\,(\sin t - \sin\theta)\sin nt\,dt$$

**Pour le fondamental** n = 1, nous avons

$$b_1 = \frac{2A}{\pi}\int_{\theta}^{\pi-\theta} (\sin^2 t - \sin\theta \sin t)\,dt$$

le calcul nous donne

$$b_1 = \frac{A}{\pi}(\pi - 2\theta - \sin 2\theta)$$

**Pour les harmoniques de rang supérieur à 1** (n > 1),

$$b_n = \frac{2A}{\pi}\left[\int_{\theta}^{\pi-\theta} \sin t \,.\, \sin nt\,dt - \sin\theta\int_{\theta}^{\pi-\theta} \sin nt\,dt\right]$$

pour n = 2 p

$$\int_{\theta}^{\pi-\theta} \sin t \,.\, \sin nt\,dt = 0$$

il n'y a pas d'harmonique pair,
pour n = 2p + 1

$$b_{2p+1} = \frac{2A}{\pi}\left[\frac{p \sin 2(p+1)\theta - (p+1)\sin 2p\theta}{(p+1)p} - \frac{2\sin\theta \,.\, \cos(2p+1)\theta}{2p+1}\right]$$

**Remarque**

— on retrouve pour p = 0,

$$b_1 = \frac{2A}{\pi}\left(\frac{\pi}{2} - \theta - \frac{\sin 2\theta}{2}\right)$$

— pour θ = 0, nous avons $b_1 = A$ et $b_{2p+1} = 0$, le fondamental est seul, s = A sin t

— pour θ = π/2, alors

$$b_1 = b_{2p+1} = 0$$

et s = 0.

Nous donnons sur le tableau 1 1 la valeur de l'amplitude des premiers harmoniques $b_n$ ainsi que les taux de distorsion d et d' pour θ = 60°, 45°, 30°.

**Tableau 1.1**

| | 60 °C | 45 °C | 30 °C | 10 °C | 5 °C | 1 °C | 0,5 °C | 0,1 °C | 0,05 °C | 0,01 °C | 0 °C |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $b_1$ | 0,058 | 0,18 | 0,39 | 0,78 | 0,889 | 0,977 | 0,988 | 0,997 | 0,9988 | 0,9997 | 1 |
| $b_3$ | − 0,046 | − 0,1 | − 0,13 | − 0,07 | − 0,03 | − 0,007 | − 0,003 | − 0,0007 | − 0,0003 | − 0,00007 | 0 |
| $b_5$ | 0,028 | 0,02 | − 0,02 | − 0,03 | − 0,02 | − 0,004 | − 0,002 | − 0,0004 | − 0,0002 | − 0,00004 | 0 |
| $b_7$ | − 0,01 | 0,01 | − 0,009 | − 0,02 | − 0,01 | − 0,003 | − 0,001 | − 0,0003 | − 0,0001 | − 0,00003 | 0 |
| $b_9$ | − 0,002 | − 0,007 | 0,01 | − 0,01 | − 0,01 | − 0,002 | − 0,001 | − 0,0002 | − 0,0001 | − 0,00002 | 0 |
| $b_{11}$ | 0,005 | − 0,005 | 0,005 | − 0,009 | − 0,008 | − 0,002 | − 0,001 | − 0,0002 | − 0,0001 | − 0,00002 | 0 |
| $b_{13}$ | − 0,003 | 0,003 | − 0,003 | − 0,005 | − 0,006 | − 0,001 | − 0,0008 | − 0,0001 | − 0,00008 | − 0,00001 | 0 |
| $b_{15}$ | − 0,0003 | 0,003 | − 0,004 | − 0,002 | − 0,005 | − 0,001 | − 0,0007 | − 0,0001 | − 0,00007 | − 0,00001 | 0 |
| $b_{17}$ | 0,002 | − 0,002 | − 0,002 | − 0,0008 | − 0,004 | − 0,001 | − 0,0006 | − 0,0001 | − 0,00006 | − 0,00001 | 0 |
| $b_{19}$ | − 0,001 | − 0,001 | 0,001 | 0,0005 | − 0,003 | − 0,001 | − 0,0005 | − 0,0001 | − 0,00005 | − 0,00001 | 0 |
| $b_{21}$ | − 0,0001 | 0,001 | 0,002 | 0,001 | − 0,002 | − 0,001 | − 0,0005 | − 0,0001 | − 0,00005 | − 0,00001 | 0 |
| d | 3,56 | 2,26 | 1,35 | 0,41 | 0,20 | 0,03896 | 0,019 | 0,0038 | 0,0019 | 0,00038 | 0 |
| d' | 0,96 | 0,91 | 0,8 | 0,38 | 0,19 | 0,03893 | 0,019 | 0,0038 | 0,0019 | 0,00038 | 0 |

$$d = \frac{\sqrt{A_3^2 + A_5^2 + A_7^2 + \ldots}}{A_1} \quad \text{et} \quad d' = \frac{\sqrt{A_3^2 + A_5^2 + A_7^2 + \ldots}}{\sqrt{A_1^2 + A_3^2 + A_5^2 + \ldots}} \quad \text{avec} \quad A_n = \frac{b_n}{\sqrt{2}}$$

10°, 5°, 1°, 0,5°, 0,1°, 0,05°, 0,01°, 0°. Le signe moins indique que le sinus est inversé. Ces résultats ont été obtenus à partir d'un programme établi en Pascal, sur ordinateur VAX et élaboré par les étudiants de l'IUT de Cachan.

## 1.4. CLASSES DE FONCTIONNEMENT

Un amplificateur de puissance doit travailler correctement à partir de deux contraintes :

— distorsion du signal de sortie minimale,

— rendement le plus grand possible.

Il est malheureusement difficile de satisfaire ces deux conditions sinon au prix d'une technique de « pointe ».

Les transistors de puissance travaillent de deux façons différentes :

— soit dans leur zone linéaire (entièrement ou partiellement),

— soit en commutation (domaine de l'électronique de puissance).

Nous présentons les classes de fonctionnement de la manière suivante :

— classes A, B et C théoriques à partir des caractéristiques idéalisées des composants,

— classes B, AB et A dans le cas réel de fonctionnement,

— classes G et H qui sont une amélioration technologique des classes A et B,

— classes D représentant le fonctionnement des transistors en commutation dans le domaine continu et audiofréquence,

— classes D et E correspondant à une amélioration de la classe C en haute fréquence au point de vue rendement.

### 1.4.1. CLASSES A, B ET C THÉORIQUES

#### 1.4.1.1. Montage d'étude

Les montages fondamentaux étudiés en « petits signaux » sont utilisables en « grands signaux » ; notons l'émetteur commun, le collecteur commun, la base commune et dans certains cas le montage cascode (en commutation). Leur mode d'attaque est fonction de la minimisation de la distorsion. Pour présenter les classes de fonctionnement A, B et C théoriques, nous prenons le montage émetteur commun de la figure 1.30 et la caractéristique d'entrée $I_B$ ($V_{BE}$) idéalisée de la figure 1.31. Les tensions e et s correspondent aux variations de l'entrée et de la sortie et $I_{B_0}$, $V_{BE_0}$ le point de repos d'entrée.

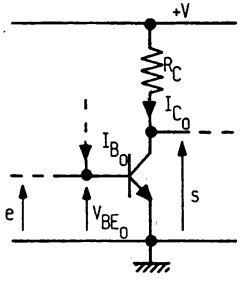



**Figure 1.30**

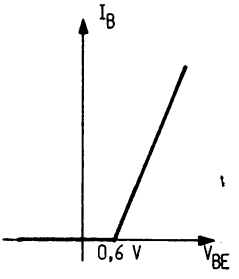



**Figure 1.31**

### 1.4.1.2. Classe A théorique

Le transistor conduit en permanence. Le point de repos est $I_{B_0} \neq 0$ et $V_{BE_0} > 0{,}6$ V à 25 °C. Il est situé sur la figure 1.32. La figure 1.33 positionne la droite de charge sur le réseau des caractéristiques de sortie $I_C$ ($V_{CE}$) ainsi que les variations de $i_c$ et $v_{ce}$ autour du point de repos. La représentation temporelle ($\theta = \omega t$) est identique sur la figure 1.34. On voit que le transistor conduit en permanence, **l'angle d'ouverture est 2 θ = 2 π.**

**Avantages de la classe A**

— Le signal étant complètement « traité », il ne présente pas de déformation. En réalité la distorsion est réduite.

— Un seul transistor par étage amplificateur peut suffire.

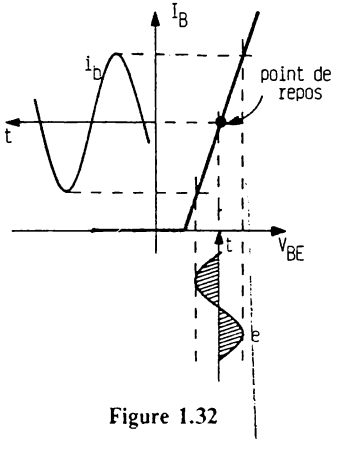



**Figure 1.32**

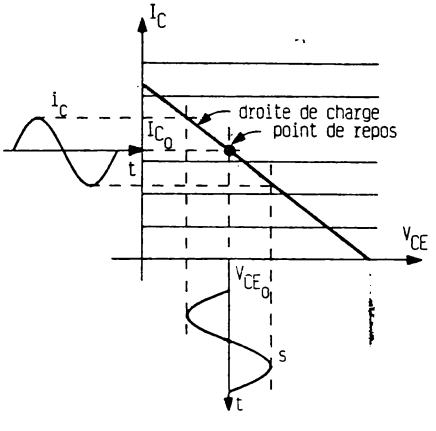



**Figure 1.33**

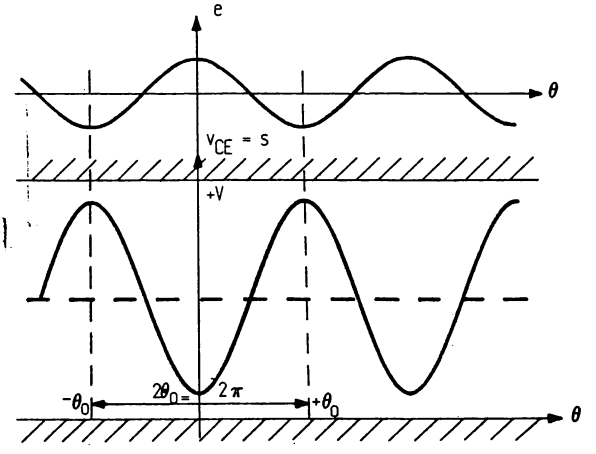



**Figure 1.34**

**Inconvénient de la classe A**

Cette classe de fonctionnement présente un rendement $\eta$ qui dépend du mode de liaison avec la charge (voir chapitre 4) :

— liaison par transformateur $\eta_{max} = 0{,}5$,
— liaison directe $\eta_{max} = 0{,}25$,
— liaison capacitive $\eta_{max} < 0{,}25$.

**Domaines d'applications**

La classe A est surtout utilisée pour les faibles puissances (inférieures au watt). Toutefois certains amplificateurs audiofréquences marginaux utilisent ce type de polarisation. Ceci a pour but d'améliorer l'effet physiologique sonore. Dans ces conditions, les étages de sortie dissipent beaucoup d'énergie. Les montages fondamentaux utilisés sont l'émetteur commun ou le collecteur commun.

### 1.4.1.3. Classe B théorique

Le transistor ne conduit que pour une alternance du signal sinusoïdal. Le point de repos est $I_{B_0} = 0$ et $V_{BE_0} = 0{,}6$ V (limite de conduction à 25 °C). Il est situé sur la figure 1.35. La figure 1.36 positionne la droite de charge sur le réseau de caractéristiques de sortie $I_C$ ($V_{CE}$) ainsi que la variation de $i_c$ et $v_{ce}$ autour du point de repos. La représentation temporelle ($\theta = \omega t$) est indiquée sur la figure 1.37. Le transistor ne conduit que pour la partie positive du signal, **l'angle d'ouverture en régime sinusoïdal est $2\,\theta_0 = \pi$.**

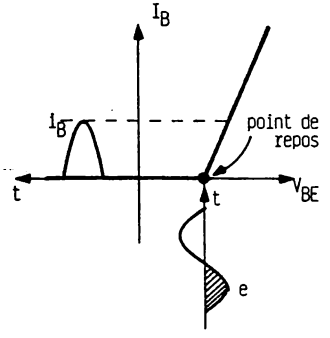



**Figure 1.35**

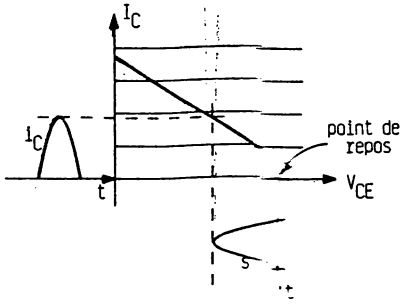



**Figure 1.36**

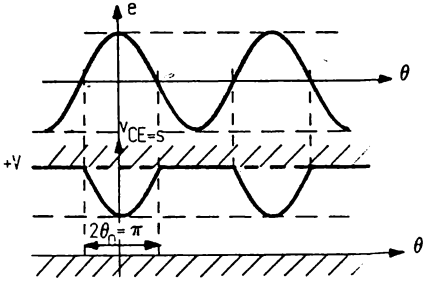



**Figure 1.37**

**Inconvénients de la classe B**

— Cette polarisation impose, en basse fréquence, un montage symétrique ou montage push-pull. Un transistor travaille pour l'alternance positive, un autre pour l'alternance négative.

— Si le raccordement des deux alternances est parfait en théorie, ce n'est pas vrai en réalité. Il y a alors présence de distorsion

**Avantage de la classe B**

Le rendement théorique maximum est 0,78. En réalité, il peut atteindre 0,65 à 0,7.

**Domaines d'applications**

Le montage push-pull est le type d'amplificateur le plus utilisé en basse fréquence. On le retrouve dans les applications suivantes :

— amplificateurs audiofréquences,

— amplificateurs continus pour asservissements linéaires (vitesse, position...),

— amplificateurs de sortie de générateurs de fonctions (jusqu'à 10 MHz),
— amplificateurs de sortie de circuits intégrés linéaires (amplificateurs opérationnels...)

La puissance de sortie va de quelques centaines de milliwatts à quelques centaines de watts. Les montages fondamentaux utilisés sont le collecteur commun (push-pull série) et l'émetteur commun (push-pull parallèle).

### 1.4.1.4. Classe C théorique

Le transistor ne conduit que pour la partie supérieure de l'alternance positive (figure 1.38). Le point de repos est $I_{B_0} = 0$ et $V_{BE_0} < 0{,}6$ V. La figure 1.39 situe la droite de charge dans le réseau $I_C$ ($V_{CE}$) et la figure 1.40 représente l'évolution temporelle ($\theta = \omega t$) de e et $v_{ce}$. **L'angle d'ouverture est**

$$0 < 2\,\theta_0 < \pi$$

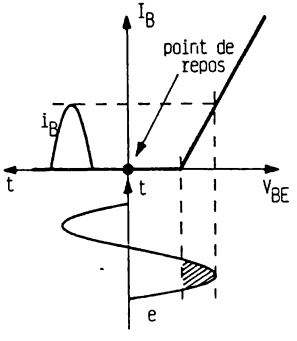



**Figure 1.38**

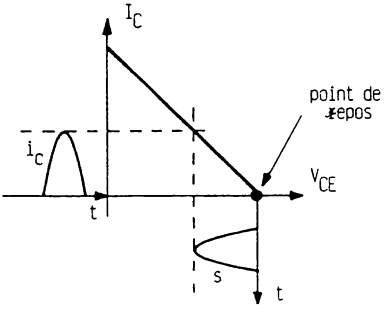



**Figure 1.39**

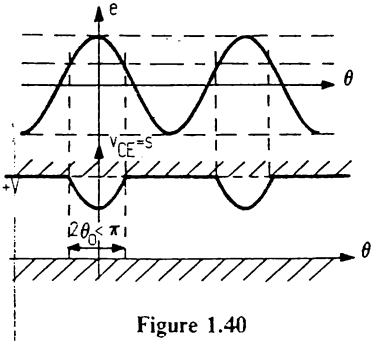



**Figure 1.40**

**Inconvénients de la classe C**

Le signal de sortie représente une calotte sinusoïdale décomposable en série de Fourier. Pour récupérer le fondamental (forme du signal d'entrée), il faut utiliser un filtre sélectif accordé sur celui-ci. Ceci n'est possible que pour une seule fréquence de travail.

**Avantage de la classe C**

Le rendement $\eta$ est très bon. Il varie entre 0,78 et 1 lorsque l'angle d'ouverture $2\,\theta_0$ et compris entre $\pi$ et 0.

**Domaines d'applications**

La classe C est surtout utilisée dans les émetteurs radiofréquences aussi bien en modulation d'amplitude que de fréquence. Les montages fondamentaux rencontrés sont l'émetteur commun (meilleur gain en puissance) ou la base commune (plus grande rapidité). On rencontre aussi cette classe de fonctionnement dans les multiplicateurs de fréquence (voir chapitres 4 et 6).

### 1.4.1.5. Regroupement des résultats

La figure 1.41 regroupe les résultats des paragraphes précédents :

— la classe A n'utilise qu'un seul transistor,

— la classe B impose deux transistors, l'un pour l'alternance positive (push) et l'autre pour l'alternance négative (pull),

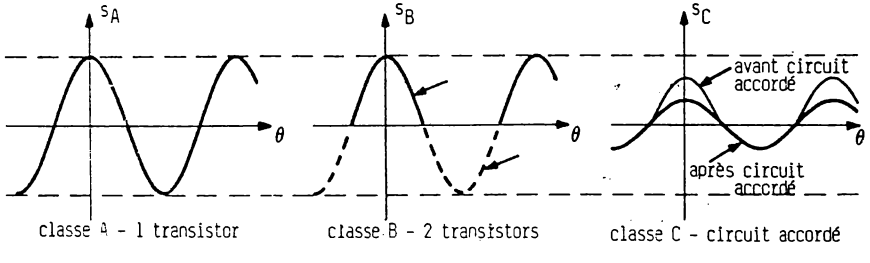



**Figure 1.41**

— la classe C restitue une fonction sinusoïdale après utilisation d'un circuit accordé sur le fondamental ou sur les harmoniques de rang supérieur à 1.

## 1.4.2. CLASSES B, AB ET A RÉELLES

Ces classes de fonctionnement concernent plus particulièrement les montages push-pull en considérant les caractéristiques réelles de jonction $I_B$ ($V_{BE}$). Le montage push-pull de base est celui de la figure 1.42. C'est celui étudié au chapitre 2. A tout instant nous avons :

$$i_S = i_{C_1} - i_{C_2}$$

et

$$s = Ri_S$$

**Remarque fondamentale**

Pour ce montage push-pull double collecteur commun, deux moyens d'attaque sont possibles :

— attaque en tension, c'est celle qui est présentée par la suite,

— attaque en courant, aussi rencontrée, et qui présente certainement une plus faible distorsion que la précédente lorsque les transistors sont appariés.

Nous repartons de la classe B théorique. La polarisation pour un transistor est représentée sur la figure 1.43. Comme il y a dans un montage

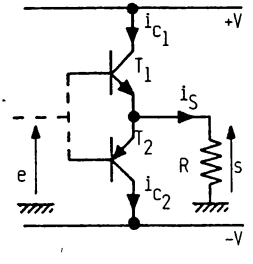



Figure 1.42

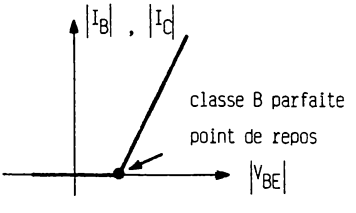



Figure 1.43

push-pull, deux transistors, leur polarisation est commune et ils sont prêts à conduire (figure 1.44). La représentation des courants $i_{C_1}$, $i_{C_2}$ et $i_S$ (donc s) pour une variation de tension $v_{be} = e - s$ sinusoïdale est située sur la figure 1.45. Les courants $i_{C_1}$ et $i_{C_2}$ en forme de demi-sinusoïde sont décomposables en série de Fourier. En prenant A l'amplitude maximale, il vient :

$$i_{C_1} = \frac{A}{\pi} + \frac{A}{2}\sin\theta + \frac{2A}{3\pi}\sin 2\theta - \ldots$$

$$i_{C_2} = \frac{A}{\pi} - \frac{A}{2}\sin\theta + \frac{2A}{3\pi}\sin 2\theta - \ldots$$

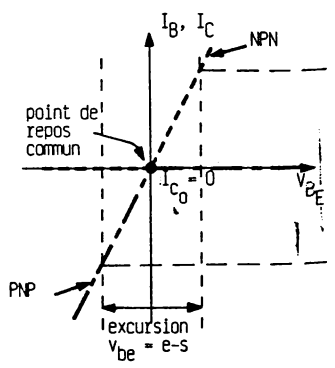



**Figure 1.44**

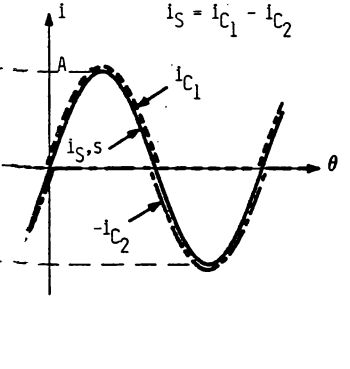



**Figure 1.45**

et

$$i_S = i_{C_1} - i_{C_2} = A \sin \theta$$

La classe B théorique restitue l'onde sinusoïdale, la distorsion est nulle. Il est évident que l'on considère la caractéristique $I_C$ ($I_B$) linéaire : $I_C = \beta I_B$ avec $\beta$ constant.

**Remarque**

Le montage collecteur commun est un montage intrinsèquement contre-réactionné. On est alors obligé de raisonner avec les variations de $v_{be}$ qui correspondent à e − s. En émetteur commun on aurait directement $v_{be}$ = e mais l'utilisation d'un transformateur à double primaire est moins évidente à comprendre. **En fait, on assimile bien les éléments de ce chapitre après avoir une idée des réalités physiques.**

### 1.4.2.1. Classe B réelle (figure 1.46)

Les transistors sont polarisés à la limite de conduction (à l'échelle des courants de travail, car en pratique $I_B$ = 0 pour $V_{BE}$ = 0). le point de repos

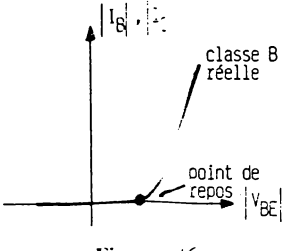



Figure 1.46

commun positionné sur la figure 1.47 permet de représenter l'évolution des courants $i_{C_1}$, $i_{C_2}$ et $i_S$ (figure 1.48). Il est clair que dans ce cas, la distorsion est importante. La décomposition en série de Fourier des courants $i_{C_1}$ et $i_{C_2}$ laisse apparaître des harmoniques de rangs supérieurs à 1 qui ne s'éliminent pas comme dans le cas de la classe B théorique lorsqu'on les soustrait pour obtenir $i_S$.

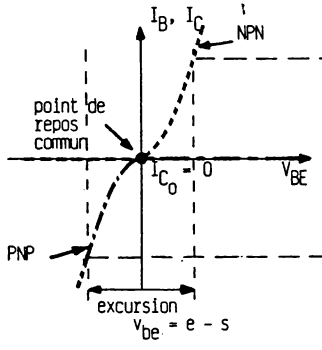



**Figure 1.47**

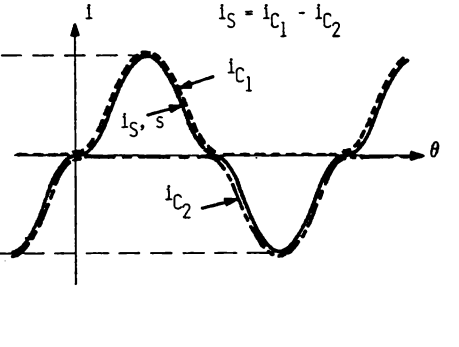



**Figure 1.48**

**Remarque**

Dans un montage push-pull, les harmoniques pairs n'existent pas ; nous avons déjà vu ce résultat dans le paragraphe précédent.

### 1.4.2.2. Classe AB réelle (figure 1.49)

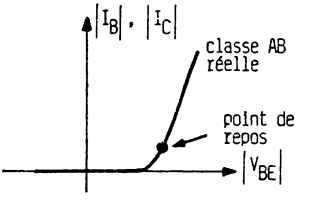



**Figure 1.49**

Afin de diminuer la distorsion du signal de sortie, on positionne le point de repos au début de la partie à peu près linéaire de la caractéristique. La figure 1.50 représente la polarisation commune et la figure 1.51 les graphes des courants $i_{C_1}$, $i_{C_2}$ et $i_S$. Les courants collecteurs sont encore déformés. Leur différence qui est le courant de sortie présente une légère distorsion.

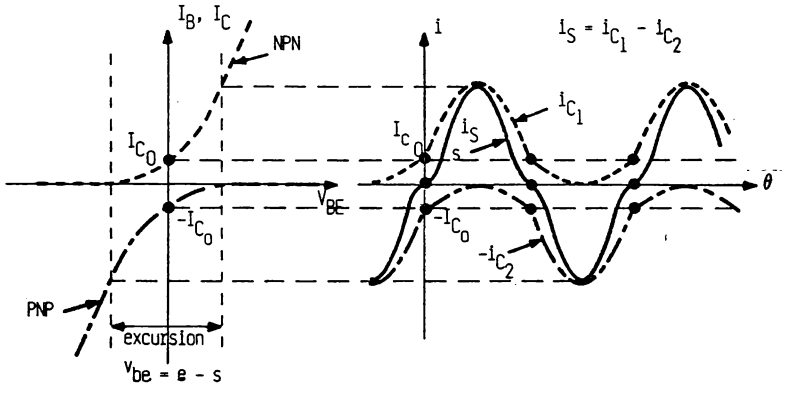



**Figure 1.50** **Figure 1.51**

### 1.4.2.3. Classe A réelle (figure 1.52)

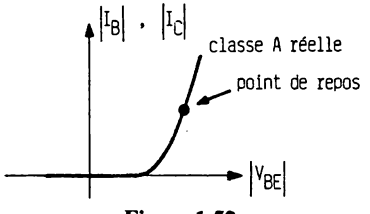



**Figure 1.52**

Toujours dans le but de minimiser la distorsion, on fait conduire les transistors encore plus, au repos (figure 1.53). Cette opération permet aux courants collecteurs de présenter une variation quasi sinusoïdale autour de leur point de repos (figure 1.54). La résultante de ces deux courants nous donne $i_S$ qui, à « l'œil », ne présente pas de déformation pour une entrée sinusoïdale.

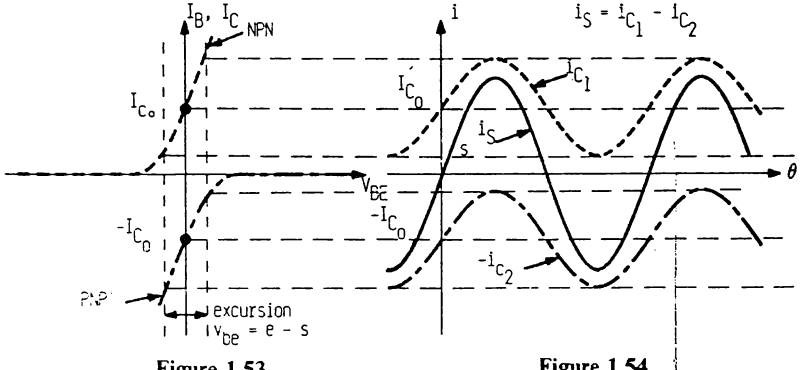



**Figure 1.53** **Figure 1.54**

**Remarque générale**

Sans artifice extérieur (contre-réaction) on a intérêt à travailler en classe A pour diminuer la distorsion mais la puissance perdue est très importante. En général, on préfère polariser en classe AB ce qui permet de travailler avec un rendement correct.

## 1.4.3. CLASSES G ET H, RÉUNION DES CLASSES A ET B

Les classes de fonctionnement apportant un meilleur rendement que la classe B sont :

— la classe C ne travaillant qu'à une seule fréquence ou bande de fréquence étroite,

— la classe D où les transistors travaillent en commutation avec une distorsion de l'ordre de 1 %.

Les fabricants d'amplificateurs audiofréquences, dans le domaine de la Haute Fidélité (distorsion inférieure à 0,1 %), se sont affairés à trouver des astuces permettant d'améliorer le rendement de la classe B. On trouve alors les classes G et H dont la compréhension impose de connaître le montage push-pull du paragraphe 2.1.4.

**La polarisation en classe G** est représentée sur la figure 1.55. Les alimentations symétriques ± V fournissent l'énergie aux transistors $T_1$ et $T_2$ polarisés en classe A pour à peu près dix pour cent de l'amplitude maximale du signal. Au-delà, les transistors $T'_1$ et $T'_2$ conduisent, alors qu'ils étaient tout juste conducteurs au repos (classe B). Ce montage permet un bon rendement et surtout une faible distorsion pour des petits signaux.

**La classe H** est une modification de la classe G (figure 1.56). Deux transistors $T_1$ et $T_2$ sont alimentés par ± V et polarisés en classe A. Les alimentations ± V′ sont asservies par le niveau du signal d'entrée et la tension à leurs bornes augmente (à partir de zéro) lorsque $T_1$ et $T_2$ avoisinent la saturation. Les avantages de cette « polarisation » sont proches de la précédente. Citons comme sociétés présentant ces techniques : Hitachi, Sound-Craftmen, Yamaha, Kenwood...

## 1.4.4. CLASSE D OU AMPLIFICATION A DÉCOUPAGE

### 1.4.4.1. Réalité de la classe D

L'amplification en classe D n'a plus rien à voir avec les précédents principes. Les transistors travaillent en commutation et toute l'électronique diffère. Cette classe fut longtemps une curiosité de laboratoire voire livresque.

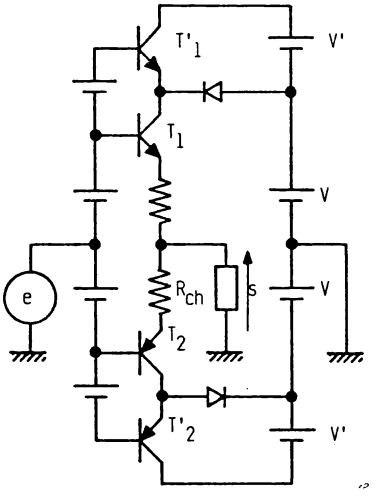



**Figure 1.55**

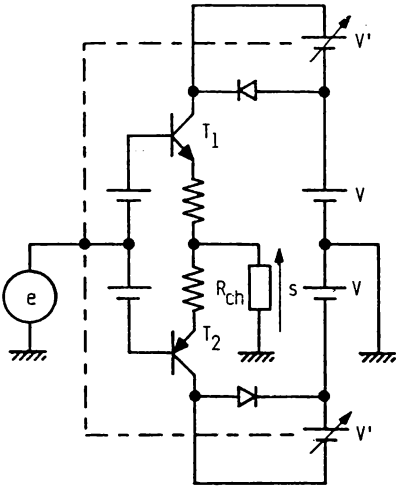



**Figure 1.56**

Elle est maintenant couramment rencontrée pour de très fortes puissances grâce à l'amélioration de la technologie des composants discrets ou intégrés. C'est le domaine de l'électronique de puissance. L'étage de sortie fonctionne en régime impulsionnel avec modification permanente du rapport cyclique appelé PWM ou MLI (*Pulse Width Modulation* ou Modulation de Largeur d'Impulsions).

L'amplificateur à découpage est surtout utilisé dans la commande des actionneurs et plus ponctuellement les moteurs à courant continu ou asynchrones à vitesse variable. La mise en œuvre est beaucoup plus difficile dans les amplificateurs audiofréquences à cause de la bande passante nécessaire et surtout la faible distorsion imposée. En effet, pour transmettre un signal de fréquence 20 kHz, il faut que la fréquence de découpage $f_d$ soit très grande devant cette dernière soit $f_d \geqslant 200$ kHz. A ces fréquences et malgré la venue des transistors à effet de champ de puissance (MOSFET), de nombreux problèmes de commutation restent à résoudre. Il existe toutefois sur le marché (mais ils sont rares), des amplificateurs à découpage audiofréquences pour des puissances supérieures à la centaine de watts.

**Remarque**

Le traitement numérisé des signaux, de plus en plus rencontré, voit apparaître des circuits intégrés directement commandés par microprocesseurs. Ils pilotent le seul élément analogique inéb anlable : l'étage de puissance de sortie travaillant en commutation (voir chapitre 3).

### 1.4.4.2 Principe simplifié

On peut imaginer le fonctionnement de l'amplificateur en classe D à partir du synoptique de la figure 1.57. Un oscillateur PWM travaille à une fréquence de découpage $f_d$ très importante par rapport à celle du signal d'entrée $f_e$ ($f_d \gg f_e$ ou $T_e \gg T_d$). Nous supposons dans notre exemple que le rapport cyclique du signal $v_{s_1}$ varie linéairement en fonction du niveau de $v_e$ ainsi que l'indique la figure 1.58.

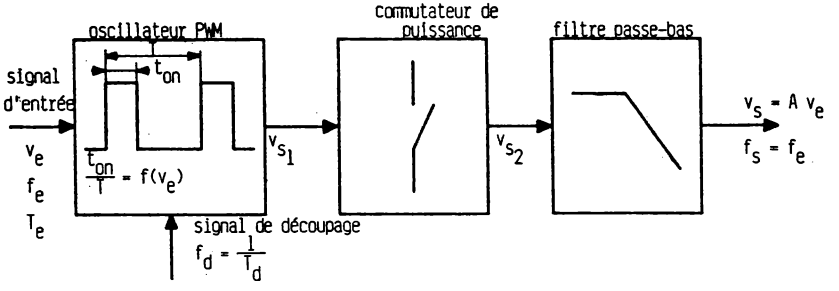



**Figure 1.57**

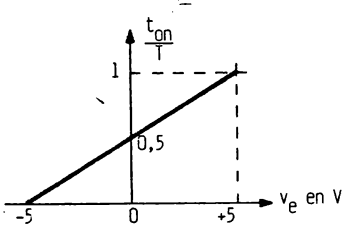



**Figure 1.58**

Pour

$$v_e = 0 \quad \frac{t_{on}}{T} = 0{,}5$$

$$v_e = +5\ V \quad \frac{T_{on}}{T} = 1$$

$$v_e = -5\ V \quad \frac{t_{on}}{T} = 0$$

L'oscillateur faible puissance pilote des composants travaillant en commutation. La sortie $v_{s_2}$ est une sortie de puissance mais le signal n'est pas directement exploitable. Il faut un filtre (éventuellement d'ordre important)

qui supprime la haute fréquence de découpage et ne laisse subsister que le signal utile (figure 1.59). Notons que :

— dans les amplificateurs audiofréquences ou alimentations à découpage, ce sont les tensions qui sont filtrées,

— dans les alimentations pour moteurs à courant continu, c'est le courant.

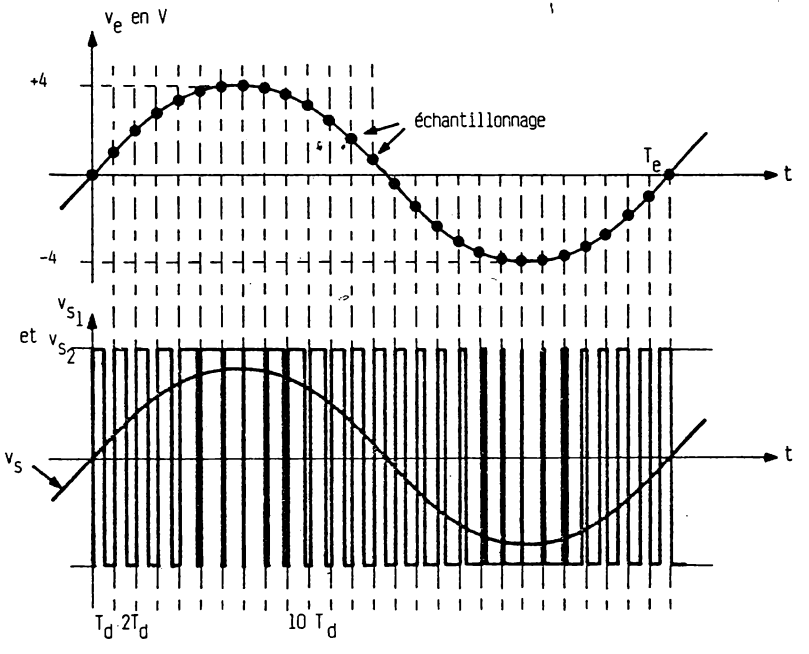



**Figure 1.59**

## 1.4.5. CLASSES C, D ET E EN HAUTE FRÉQUENCE
(amplification bande étroite)

Nous avons présenté la classe C. Elle est utilisée en haute fréquence. Le rendement qui lui est associé est théoriquement supérieur à celui de la classe B (78 %), à condition de travailler à puissance maximale. En pratique, sa valeur reste inférieure à celle annoncée par la théorie. C'est pour cela que, même en haute fréquence, on travaille en classe D et en classe E (qui est une classe D améliorée). Il faut rappeler que la puissance moyenne dissipée dans un transistor est définie par la relation :

$$P_T = \frac{1}{T} \int_{(T)} u(t) \, . \, i(t) \, dt$$

En commutation, elle est idéalement nulle ($V_{CE}$ . $I_C$ = 0 au blocage et à la saturation), si on considère une fréquence de fonctionnement très basse. Dès que celle-ci augmente, les temps de montée et de descente de $v_{ce}$ et $i_c$ ne sont pas instantanés, ce qui est cause de pertes supplémentaires, et d'autant plus que la fréquence augmente. En classe E, on s'arrange pour que la puissance de transition soit nulle. Les figures qui suivent illustrent les fonctionnements cités précédemment par les graphes $i_c(t)$, $v_{ce}(t)$ et $p_T(t)$, ce dernier représentant la puissance instantanée dissipée dans le transistor. Le fonctionnement étant en haute fréquence, il y a toujours un circuit oscillant qui permet de reconstituer une onde sinusoïdale (en général le fondamental).

**Classe C** (figure 1.60)

Le courant n'apparaît que pendant un angle $2\theta_0$ inférieur à $\pi$. Le circuit accordé impose une tension $v_{ce}$ sinusoïdale évoluant autour de + V qui est la tension d 'alimentation. $P_{moy}$ représente la puissance moyenne de $p_T$.

**Classe D** (figure 1.61)

Pour un circuit collecteur adapté (circuit RLC série et inductance de choc), nous travaillons en commutation. Comme la fréquence de fonctionnement est importante, les temps de montée et de descente des signaux ne sont pas instantanés. La puissance de transition est représentée sur le graphe $p_T(t)$. La puissance moyenne est toutefois inférieure à celle de la classe C.

**Classe E** (figure 1.62)

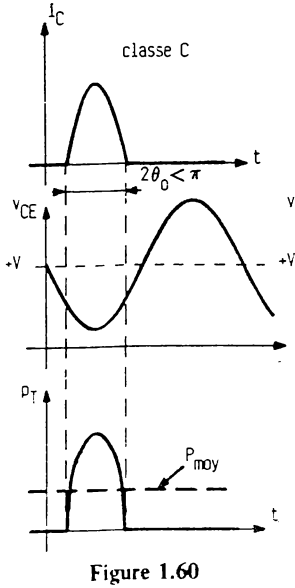



Figure 1.60

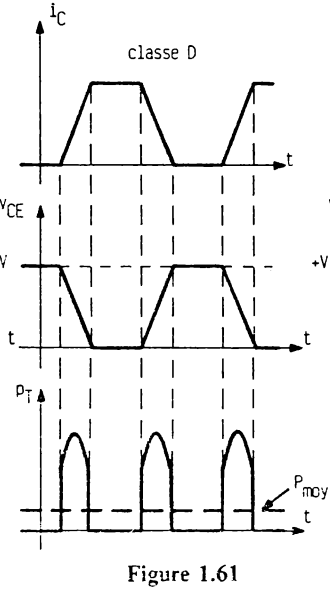



Figure 1.61

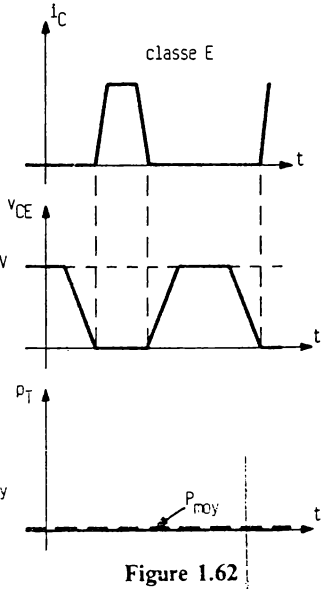



Figure 1.62

Pour une configuration identique à la précédente, les éléments qui accompagnent le transistor sont calculés pour créer des retards entre $i_c$ et $v_{ce}$, et non pas pour constituer un circuit résonant à la fréquence de travail. Si on ne tient pas compte des pertes de saturation, la puissance dissipée dans le transistor est nulle.

## 1.5. COMPOSANTS DE PUISSANCE

Les composants de puissance sont, pour la plupart, présentés au chapitre 7 de l'ouvrage *Electronique industrielle*. Nous ferons, ici, un petit récapitulatif des éléments utilisés dans les amplificateurs linéaires faible et moyenne puissance et dans des amplificateurs à découpage moyenne et forte puissance. Nous indiquons une méthode simple de calcul des radiateurs.

### 1.5.1. COMPOSANTS POUR PETITES ET MOYENNES PUISSANCES DE SORTIE

Ce sont essentiellement les transistors bipolaires, les transistors à effet de champ MOS et les circuits intégrés.

#### 1.5.1.1. Transistors bipolaires complémentaires

Ils sont à technologie à base épitaxiée. Leurs caractéristiques principales sont :

— bonne aire de sécurité,
— faible tenue en tension (de 100 à 200 V),
— faible fréquence de transition $f_T$ (de 1 à 2 MHz),
— peu utilisés en commutation rapide.

Les transistors complémentaires sont couramment rencontrés dans les amplificateurs de puissance audiofréquences ou continus pour des performances acceptables. La figure 1.63 représente les caractéristiques des transistors

— NPN, MJ 15003,
— PNP, MJ 15004.

Ces transistors ont une tenue en tension de 140 volts, un courant de 20 ampères et une puissance dissipable théorique maximum de 240 watts. Le gain minimum en courant $h_{FE} = \beta$ est d'environ 25 ; la fréquence de transition minimale de 2 MHz.

# NPN MJ15001 PNP MJ15002

**COMPLEMENTARY SILICON POWER TRANSISTORS**

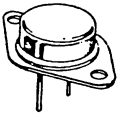
The MJ15003 and MJ15004 are EpiBase power transistors designed for high power audio, disk head positioners and other linear applications.

- High Safe Operating Area (100% Tested) — 250 W @ 50 V
- For Low Distortion Complementary Designs
- High DC Current Gain — $h_{FE}$ = 25 (Min) @ $I_C$ = 5.0 Adc

**20 AMPERE**

**POWER TRANSISTORS COMPLEMENTARY SILICON**

**140 VOLTS**
**250 WATTS**

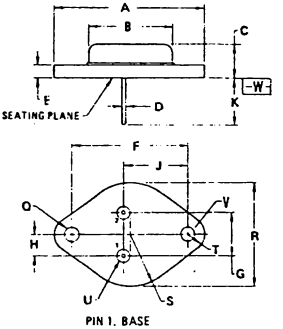


**MAXIMUM RATINGS**

| Rating | Symbol | Value | Unit |
|---|---|---|---|
| Collector-Emitter Voltage | $V_{CEO(sus)}$ | 140 | Vdc |
| Collector-Base Voltage | $V_{BCO}$ | 140 | Vdc |
| Emitter-Base Voltage | $V_{EBO}$ | 5.0 | Vdc |
| Collector Current — Continuous | $I_C$ | 20 | Adc |
| Base Current — Continuous | $I_B$ | 5.0 | Adc |
| Emitter Current — Continuous | $I_E$ | 25 | Adc |
| Total Power Dissipation @ $T_C$ = 25°C<br>Derate above 25°C | $P_D$ | 250<br>1.43 | Watts<br>W/°C |
| Operating and Storage Junction Temperature Range | $T_J$, $T_{stg}$ | −65 to +200 | °C |

**THERMAL CHARACTERISTICS**

| Characteristic | Symbol | Max | Unit |
|---|---|---|---|
| Thermal Resistance, Junction to Case | $R_{\theta JC}$ | 0.70 | °C/W |
| Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes: 1/16" from Case for ≤ 10s. | $T_L$ | 265 | °C |



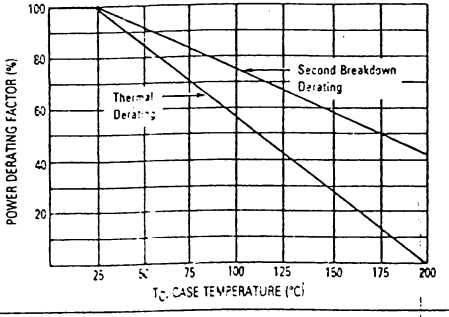

PIN 1. BASE
2. EMITTER
CASE COLLECTOR

| DIM | MILLIMETERS MIN | MILLIMETERS MAX | INCHES MIN | INCHES MAX |
|---|---|---|---|---|
| A | – | 39.37 | – | 1.550 |
| B | – | 21.08 | – | 0.830 |
| C | 6.35 | 7.62 | 0.250 | 0.300 |
| D | 0.97 | 1.09 | 0.038 | 0.043 |
| E | 1.40 | 1.78 | 0.055 | 0.070 |
| F | 30.15 BSC | | 1.187 BSC | |
| G | 10.92 BSC | | 0.430 BSC | |
| H | 5.45 BSC | | 0.215 BSC | |
| J | 16.89 BSC | | 0.665 BSC | |
| K | 11.18 | 12.19 | 0.440 | 0.480 |
| Q | 3.81 | 4.19 | 0.151 | 0.165 |
| R | – | 26.67 | – | 1.050 |
| U | 2.54 | 3.05 | 0.100 | 0.120 |
| V | 3.81 | 4.19 | 0.151 | 0.165 |

Collector Connected to case.

**CASE 1-04**
TO-204AA
(TO-3)

**FIGURE 1 — POWER DERATING**




EpiBase is a trademark of Motorola Inc.

© MOTOROLA INC., 1984

DS3335R2

Figure 1.63

(*Document Motorola*, Bipolar Power Transistor Data *1985*)

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ($T_C$ = 25°C unless otherwise noted)

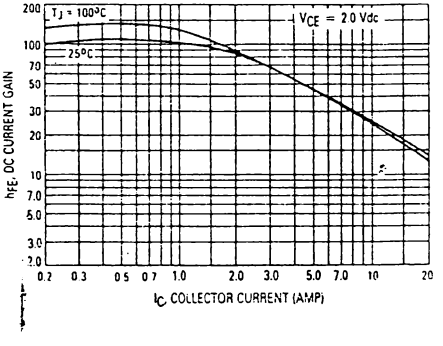
| Characteristic | Symbol | Min | Max | Unit |
|---|---|---|---|---|
| **OFF CHARACTERISTICS** | | | | |
| Collector-Emitter Sustaining Voltage (1)<br>($I_C$ = 200 mAdc, $I_B$ = 0) | $V_{CEO(sus)}$ | 140 | — | Vdc |
| Collector Cutoff Current<br>($V_{CE}$ = 140 Vdc, $V_{BE(off)}$ = 1.5 Vdc)<br>($V_{CE}$ = 140 Vdc, $V_{BE(off)}$ = 1.5 Vdc, $T_C$ = 150°C) | $I_{CEX}$ | —<br>— | 100<br>2.0 | μAdc<br>mAdc |
| Collector Cutoff Current<br>($V_{CE}$ = 140 Vdc, Vdc, $I_B$ = 0) | $I_{CEO}$ | — | 250 | μAdc |
| Emitter Cutoff Current<br>($V_{EB}$ = 5.0 Vdc, $I_C$ = 0) | $I_{EBO}$ | — | 100 | μAdc |
| **SECOND BREAKDOWN** | | | | |
| Second Breakdown Collector Current with Base Forward Biased<br>($V_{CE}$ = 50 Vdc, t = 1.0 s (non-repetitive))<br>($V_{CE}$ = 100 Vdc, t = 1.0 s (non-repetitive)) | $I_{S/b}$ | <br>5.0<br>1.0 | <br>—<br>— | Adc |
| **ON CHARACTERISTICS (1)** | | | | |
| DC Current Gain<br>($I_C$ = 5.0 Adc, $V_{CE}$ = 2.0 Vdc) | $h_{FE}$ | 25 | 150 | — |
| Collector-Emitter Saturation Voltage<br>($I_C$ = 5.0 Adc, $I_B$ = 0.5 Adc) | $V_{CE(sat)}$ | — | 1.0 | Vdc |
| Base-Emitter On Voltage<br>($I_C$ = 5.0 Adc, $V_{CE}$ = 2.0 Vdc) | $V_{BE(on)}$ | — | 2.0 | Vdc |
| **DYNAMIC CHARACTERISTICS** | | | | |
| Current-Gain — Bandwidth Product<br>($I_C$ = 0.5 Adc, $V_{CE}$ = 10 Vdc, $f_{test}$ = 0.5 MHz) | $f_T$ | 2.0 | — | MHz |
| Output Capacitance<br>($V_{CB}$ = 10 Vdc, $I_E$ = 0, $f_{test}$ = 1.0 MHz) | $C_{ob}$ | — | 1000 | pF |

(1) Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2%.

## TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

**MJ15003 NPN**

FIGURE 4 — DC CURRENT GAIN




**MJ15004 PNP**

FIGURE 5 — DC CURRENT GAIN

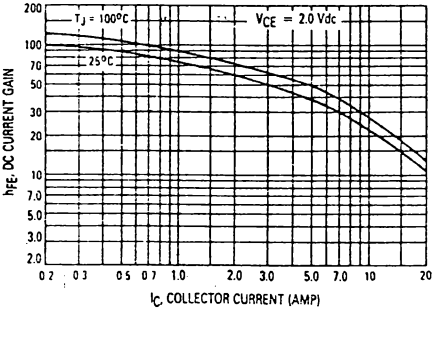



Figure 1.63 (*suite*)

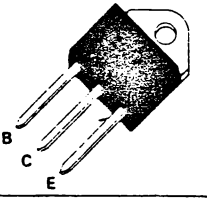
**BDV 65 BDV 64**
**BDV 65A BDV 64A**
**BDV 65B BDV 64B**

## COMPLEMENTARY SILICON PLASTIC POWER DARLINGTONS

. . . for use as output devices in complementary general purpose amplifier applications.

- High DC Current Gain
  HFE = 1000 (min.) @ 5 Adc
- Monolithic Construction with Built-in Base Emitter Shunt Resistors

**DARLINGTONS**
**10 AMPERES**
**COMPLEMENTARY SILICON POWER TRANSISTORS**
**60-80-100 VOLTS**
**125 WATTS**

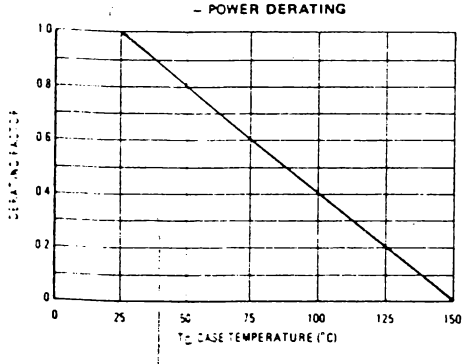


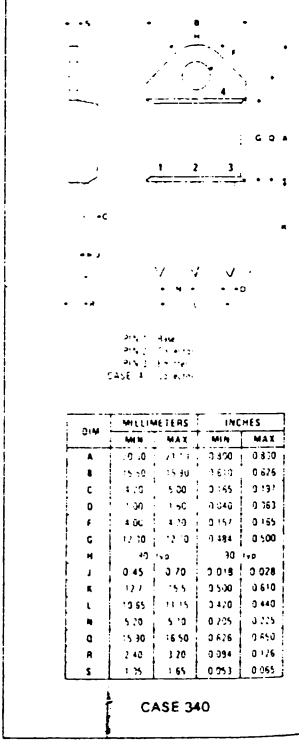

### MAXIMUM RATINGS

| Rating | Symbol | BDV 65 BDV 64 | BDV 65A BDV 64A | BDV 65B BDV 64B | Unit |
|---|---|---|---|---|---|
| Collector Emitter Voltage | $V_{CEO}$ | 60 | 80 | 100 | Vdc |
| Collector Base Voltage | $V_{CB}$ | 60 | 80 | 100 | Vdc |
| Emitter Base Voltage | $V_{EB}$ | 5 | | | Vdc |
| Collector Current - Continuous<br>Peak | $I_C$ | 10<br>20 | | | Adc |
| Base Current | $I_B$ | 0.5 | | | Adc |
| Total Device Dissipation @ $T_C$ = 25°C<br>Derate above 25°C | $P_D$ | 125<br>1 | | | Watts<br>W/°C |
| Operating and Storage Junction Temperature Range | $T_J$, $T_{stg}$ | −65 to 150 | | | °C |

### THERMAL CHARACTERISTICS

| Characteristic | Symbol | Max. | Unit |
|---|---|---|---|
| Thermal Resistance, Junction to Case | $\theta_{JC}$ | 1 | °C/W |



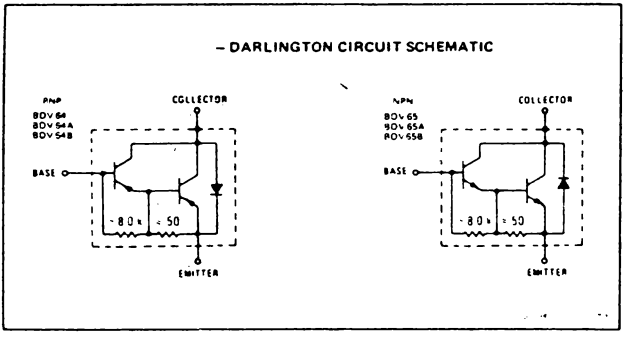
| DIM | MILLIMETERS MIN | MILLIMETERS MAX | INCHES MIN | INCHES MAX |
|---|---|---|---|---|
| A | 10.00 | 10.70 | 0.390 | 0.420 |
| B | 15.50 | 15.90 | 0.610 | 0.625 |
| C | 4.70 | 5.00 | 0.185 | 0.197 |
| D | 1.00 | 1.50 | 0.040 | 0.060 |
| F | 4.00 | 4.10 | 0.157 | 0.165 |
| G | 12.30 | 12.70 | 0.484 | 0.500 |
| H | 45° typ | | 45° typ | |
| J | 0.45 | 0.70 | 0.018 | 0.028 |
| K | 12.7 | 15.5 | 0.500 | 0.610 |
| L | 10.65 | 11.15 | 0.420 | 0.440 |
| N | 5.20 | 5.10 | 0.205 | 0.225 |
| Q | 15.80 | 16.50 | 0.626 | 0.650 |
| R | 2.40 | 3.20 | 0.094 | 0.126 |
| S | 1.35 | 1.65 | 0.053 | 0.065 |

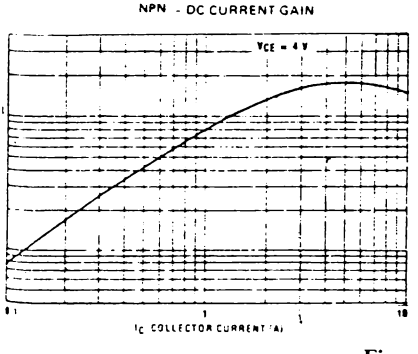
CASE 340

**Figure 1.64**
(*Document Motorola*, Bipolar Power Transistor Data, *1985*)

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ($T_C$ = 25°C unless otherwise noted)

| Characteristic | | Symbol | Min. | Max. | Unit |
|---|---|---|---|---|---|
| **OFF CHARACTERISTICS** | | | | | |
| Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) | | $V_{CEO(sus)}$ | | | Vdc |
| ($I_C$ = 30 mAdc, $I_B$ = 0) | BDV65, BDV64 | | 60 | – | |
| | BDV65A, BDV64A | | 80 | – | |
| | BDV65B, BDV64B | | 100 | – | |
| Collector Cutoff Current | | $I_{CEO}$ | | | mAdc |
| ($V_{CE}$ = 30 Vdc, $I_B$ = 0) | BDV65, BDV64 | | – | 1 | |
| ($V_{CE}$ = 40 Vdc, $I_B$ = 0) | BDV65A, BDV64A | | – | 1 | |
| ($V_{CE}$ = 50 Vdc, $I_B$ = 0) | BDV65B, BDV64B | | – | 1 | |
| Collector Cutoff Current | | $I_{CBO}$ | | | mA |
| ($V_{CB}$ = 60 Vdc, $I_E$ = 0) | BDV65, BDV64 | | – | 0.4 | |
| ($V_{CB}$ = 80 Vdc, $I_E$ = 0) | BDV65A, BDV64A | | – | 0.4 | |
| ($V_{CB}$ = 100 Vdc, $I_E$ = 0) | BDV65B, BDV64B | | – | 0.4 | |
| Collector Cutoff Current | | $I_{CBO}$ | | | mA |
| ($V_{CB}$ = 30 Vdc, $I_E$ = 0, $T_C$ = 150°C) | BDV65, BDV64 | | – | 2 | |
| ($V_{CB}$ = 40 Vdc, $I_E$ = 0, $T_C$ = 150°C) | BDV65A, BDV64A | | – | 2 | |
| ($V_{CB}$ = 50 Vdc, $I_E$ = 0, $T_C$ = 150°C) | BDV65B, BDV64B | | – | 2 | |
| Emitter Cutoff Current | | $I_{EBO}$ | | | mAdc |
| ($V_{BE}$ = 5 Vdc, $I_C$ = 0) | | | | 5 | |
| **ON CHARACTERISTICS** | | | | | |
| DC Current Gain | | $h_{FE}$ | | | – |
| ($I_C$ = 5 Adc, $V_{CE}$ = 4 Vdc) | | | 1000 | – | |
| Collector-Emitter Saturation Voltage | | $V_{CE(sat)}$ | | | Vdc |
| ($I_C$ = 5 Adc, $I_B$ = 0.02 Adc) | | | – | 2 | |
| Base-Emitter Saturation Voltage | | $V_{BE(on)}$ | | | Vdc |
| ($I_C$ = 5 Adc, $I_B$ = $V_{CE}$ = 4 Vdc) | | | – | 2.5 | |



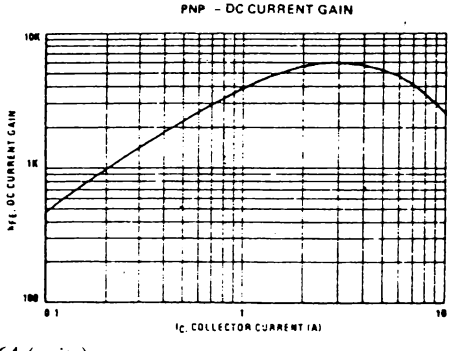




Figure 1.64 (*suite*)

**Remarques**

— Il faut rappeler que la fréquence de transition $f_T$ est la fréquence pour laquelle le gain en courant est égal à l'unité. La décroissance de ce gain ($h_{FE} = h_{21E} = \beta$) s'effectue à partir de quelques dizaines de kilohertz pour ces transistors complémentaires. C'est ce qui fait leur lenteur.

— Comme pour tout transistor au silicium (le germanium a disparu à cause de son emballement thermique), la tension de seuil de 0,6 V à 25°C diminue d'environ 2 mV par °C.

— La mise en parallèle des transistors bipolaires ne travaillant pas en saturation se fait par équilibrage de résistances d'émetteurs (voir paragraphe 2.4.4.1.). Toutefois en commutation, pour les amplificateurs à découpage fonctionnant jusqu'à quelques kilohertz, la mise en parallèle se fait bornes à bornes.

— Motorola propose les transistors NPN MJ 15024 et PNP MJ 15025 présentant les caractéristiques : $V_{CE_0} = 250$ V, $I_C = 16$ A, $P = 250$ W et $f_T = 4$ MHz.

### 1.5.1.2. Transistors Darlington monolithiques

Ils sont issus d'une technologie identique à celle des transistors précédents. Leur avantage réside dans le fait qu'ils sont intégrés, donc économiques, à condition qu'ils soient « rapidement » à la disposition de l'utilisateur. Les problèmes spécifiques à ces associations de transistors sont indiqués au paragraphe 2.4.2.

La figure 1.64 représente les caractéristiques des Darlington intégrés :

— NPN, BDV 65, BDV 65 A et BDV 65 B

— PNP, BDV 64, BDV 64 A et BDV 64 B

Leurs caractéristiques principales sont :

— $V_{CE_{max}} = 60$, 80 et 100 V,

— $I_{C_{max}} = 10$ A,

— $P_{max} = 125$ W.

Le gain en courant $h_{FE} = \beta$ peut varier entre 800 et 10 000 pour un courant $I_C$ compris entre 0,1 A et 10 A, et ceci pour le NPN. Le PNP présente un $\beta$ plus faible.

**Remarques**

— La variation importante du gain en courant apporte une non-linéarité de fonctionnement accentuée par un mauvais appariement.

— La diode de roue libre connectée en parallèle avec les transistors permet de travailler sur charges inductives.

— La fréquence de transition est inférieure au mégahertz.

### 1.5.1.3. Transistors bipolaires NPN rapides

On utilise ce type de transistors pour des amplificateurs haute tension. Ils sont en technologie triple diffusée et présentent une fréquence de transition $f_T$ supérieure à 10 MHz. Comme il n'y a pas de transistors PNP complémentaires, ils sont associés à un PNP faible puissance rapide pour réaliser un Darlington composite (voir paragraphe 2.4.2.2). On trouve dans l'ouvrage *Electronique industrielle* un exemple de caractéristiques pour le transistor BUX 23.

### 1.5.1.4. Transistors MOS de puissance

Ces composants sont de plus en plus utilisés, à cause de leur rapidité de fonctionnement. On les rencontre dans une multitude d'applications dont les principales sont :

— amplificateurs de puissance « linéaires »,
— amplificateurs de puissance à découpage,
— commande de moteurs,
— amplificateurs de puissance pour émetteurs radiofréquences,
— oscillateurs de puissance pour fours à induction,
— oscillateurs de puissance pour ultrasons,
— hacheurs et onduleurs,
— etc.

Les amplificateurs de puissance push-pull série utilisent ces transistors MOS pour une meilleure réponse transitoire. Leur polarisation (en classe B ou AB) est moins évidente que pour les transistors bipolaires. On rencontre en pratique des push-pull utilisant deux transistors canal N, l'un travaille en drain commun et l'autre en source commune ou deux transistors « complémentaires » canal N et canal P qui travaillent tous les deux en drain commun. Les figures 1.65 et 1.66 représentent les caractéristiques des transistors

— canal N, IRF 530...533,
— canal P, IRF 9530...9533.

Leurs caractéristiques essentielles sont :

— $V_{DS_{max}}$ de 60 à 100 V,
— $I_{D_{max}}$ de 10 à 14 A ($R_{DS_{on}}$ = 0,18 Ω et 0,25 Ω),
— $|V_{GS}|$ de seuil ≃ 4 V,
— $P_{max}$ = 75 W.

Il faut en plus définir la fonction de transfert qui est voisine de 4 A/V et la valeur des capacités parasites qui sont les éléments limitateurs de fonctionnement en haute fréquence. On peut toutefois vérifier que ces capacités sont suffisamment faibles pour des tensions $V_{DS}$ supérieures à 5 V :

— $C_{GS}$ ≃ 500 pF
— $C_{GD}$ ≃ 100p F } valeurs typiques
— $C_{DS}$ ≃ 300 pF

## REPETITIVE AVALANCHE AND dv/dt RATED*
LOWER ON STATE RESISTANCE, 175°C OPERATING TEMPERATURE

# HEXFET® TRANSISTORS

**IRF530**
**IRF531**
**IRF532**
**IRF533**

**N-CHANNEL**

**100 Volt, 0.16 Ohm HEXFET**
**TO-220AB Plastic Package**

The HEXFET® technology is the key to International Rectifier's advanced line of power MOSFET transistors. The efficient geometry and unique processing of this latest "State of the Art" design achieves: very low on-state resistance combined with high transconductance; superior reverse energy and diode recovery dv/dt capability.

The HEXFET transistors also feature all of the well established advantages of MOSFETs such as voltage control, very fast switching, ease of paralleling and temperature stability of the electrical parameters.

They are well suited for applications such as switching power supplies, motor controls, inverters, choppers, audio amplifiers and high energy pulse circuits.

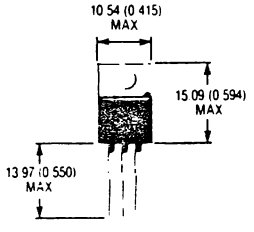
**Product Summary**

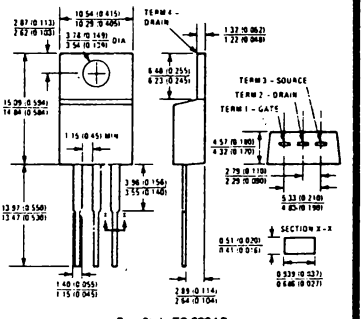
| Part Number | $V_{DS}$ | $R_{DS(on)}$ | $I_D$ |
|---|---|---|---|
| IRF530 | 100V | 0.16Ω | 14A |
| IRF531 | 80V | 0.16Ω | 14A |
| IRF532 | 100V | 0.23Ω | 12A |
| IRF533 | 80V | 0.23Ω | 12A |

**FEATURES:**

- Repetitive Avalanche Ratings
- Dynamic dv/dt Rating
- Simple Drive Requirements
- Ease of Paralleling

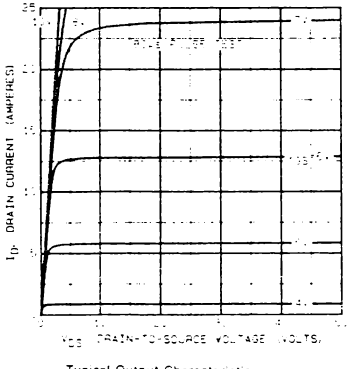
**CASE STYLE AND DIMENSIONS**



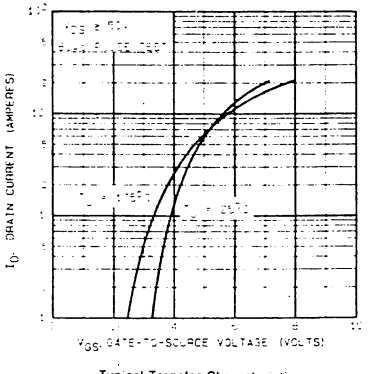




Case Style TO-220AB
Dimensions in Millimeters and (Inches)

*This data sheet applies to product with batch codes that begin with a digit, ie 2A3B




Typical Output Characteristics




Typical Transfer Characteristics

Figure 1.65

(*Document International Rectifier*, HEXFET Power MOSFET, Designer's Manual, *1987*)

## Absolute Maximum Ratings

| | Parameter | IRF530, IRF531 | IRF532, IRF533 | Units |
|---|---|---|---|---|
| $I_D$ @ $T_C$ = 25°C | Continuous Drain Current | 14 | 12 | A |
| $I_D$ @ $T_C$ = 100°C | Continuous Drain Current | 10 | 8.3 | A |
| $I_{DM}$ | Pulsed Drain Current ① | 56 | 48 | A |
| $P_D$ @ $T_C$ = 25°C | Max. Power Dissipation | 79 | | W |
| | Linear Derating Factor | 0.53 | | W/K ⑤ |
| $V_{GS}$ | Gate-to-Source Voltage | ±20 | | V |
| $E_{AS}$ | Single Pulse Avalanche Energy ② | 69 (See Fig. 14) | | mJ |
| $I_{AR}$ | Avalanche Current ① (Repetitive or Non-Repetitive) | 14 (See $E_{AR}$) | | A |
| $E_{AR}$ | Repetitive Avalanche Energy ① | 7.9 (See $I_{AR}$) | | mJ |
| dv/dt | Peak Diode Recovery dv/dt ③ | 5.5 (See Fig. 17) | | V/ns |
| $T_J$<br>$T_{STG}$ | Operating Junction<br>Storage Temperature Range | −55 to 175 | | °C |
| | Lead Temperature | 300 (0.063 in. (1.6mm) from case for 10s) | | °C |

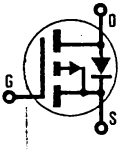
## Electrical Characteristics @ $T_J$ = 25°C (Unless Otherwise Specified)

| | Parameter | Type | Min. | Typ. | Max. | Units | Test Conditions |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $BV_{DSS}$ | Drain-to-Source Breakdown Voltage | IRF530<br>IRF532 | 100 | – | – | V | $V_{GS}$ = 0V, $I_D$ = 250 μA |
| | | IRF531<br>IRF533 | 80 | | | | |
| $R_{DS(on)}$ | Static Drain-to-Source On-State Resistance ④ | IRF530<br>IRF531 | – | 0.12 | 0.16 | Ω | $V_{GS}$ = 10V, $I_D$ = 8.3A |
| | | IRF532<br>IRF533 | – | 0.16 | 0.23 | | |
| $I_{D(on)}$ | On-State Drain Current ④ | IRF530<br>IRF531 | 14 | – | – | A | $V_{DS}$ > $I_{D(on)}$ X $R_{DS(on)}$ Max.<br>$V_{GS}$ = 10V |
| | | IRF532<br>IRF533 | 12 | | | | |
| $V_{GS(th)}$ | Gate Threshold Voltage | ALL | 2.0 | – | 4.0 | V | $V_{DS}$ = $V_{GS}$, $I_D$ = 250μA |
| $g_{fs}$ | Forward Transconductance ④ | ALL | 5.1 | 7.6 | – | S (℧) | $V_{DS}$ ≥ 50V, $I_{DS}$ = 8.3A |
| $I_{DSS}$ | Zero Gate Voltage Drain Current | ALL | – | – | 250 | μA | $V_{DS}$ = Max. Rating, $V_{GS}$ = 0V |
| | | | – | – | 1000 | | $V_{DS}$ = 0.8 x Max. Rating<br>$V_{GS}$ = 0V, $T_J$ = 150°C |
| $I_{GSS}$ | Gate-to-Source Leakage Forward | ALL | – | – | 500 | nA | $V_{GS}$ = 20V |
| $I_{GSS}$ | Gate-to-Source Leakage Reverse | ALL | – | – | −500 | nA | $V_{GS}$ = −20V |
| $Q_g$ | Total Gate Charge | ALL | – | 17 | 26 | nC | $V_{GS}$ = 10V, $I_D$ = 14A |
| $Q_{gs}$ | Gate-to-Source Charge | ALL | – | 3.7 | 5.5 | nC | $V_{DS}$ = 0.8 x Max. Rating<br>See Fig. 16 |
| $Q_{gd}$ | Gate-to-Drain ("Miller") Charge | ALL | – | 7.0 | 11 | nC | (Independent of operating temperature) |
| $t_{d(on)}$ | Turn-On Delay Time | ALL | – | 10 | 15 | ns | $V_{DD}$ = 50V, $I_D$ = 14A, $R_G$ = 12Ω |
| $t_r$ | Rise Time | ALL | – | 34 | 51 | ns | $R_D$ = 3.6Ω |
| $t_{d(off)}$ | Turn-Off Delay Time | ALL | – | 23 | 35 | ns | See Fig. 15 |
| $t_f$ | Fall Time | ALL | – | 24 | 36 | ns | (Independent of operating temperature) |
| $L_D$ | Internal Drain Inductance | ALL | – | 4.5 | – | nH | Measured from the drain lead, 6mm (0.25 in.) from package to center of die. |
| $L_S$ | Internal Source Inductance | ALL | – | 7.5 | – | nH | Measured from the source lead, 6mm (0.25 in.) from package to source bonding pad. |
| $C_{iss}$ | Input Capacitance | ALL | – | 650 | – | pF | $V_{GS}$ = 0V, $V_{DS}$ = 25V |
| $C_{oss}$ | Output Capacitance | ALL | – | 240 | – | pF | f = 1.0 MHz |
| $C_{rss}$ | Reverse Transfer Capacitance | ALL | – | 44 | – | pF | See Fig. 10 |

Modified MOSFET symbol showing the internal inductances.

Figure 1.65 (*suite*)

# HEXFET® TRANSISTORS IRF9530




P-Channel

IRF9531

IRF9532

IRF9533

## -100 Volt, 0.3 Ohm HEXFET TO-220AB Plastic Package

The HEXFET® technology is the key to International Rectifier's advanced line of power MOSFET transistors. The efficient geometry and unique processing of the HEXFET design achieve very low on-state resistance combined with high transconductance and extreme device ruggedness.

The P-Channel HEXFETs are designed for applications which require the convenience of reverse polarity operation. They retain all of the features of the more common N-Channel HEXFETs such as voltage control, very fast switching, ease of paralleling, and excellent temperature stability. The P-Channel IRF9530 device is an approximate electrical complement to the N-Channel IRF520 HEXFET.

P-Channel HEXFETs are intended for use in power stages where complementary symmetry with N-Channel devices offers circuit simplification. They are also very useful in drive stages because of the circuit versatility offered by the reverse polarity connection. Applications include motor control, audio amplifiers, switched mode converters, control circuit and pulse amplifiers.

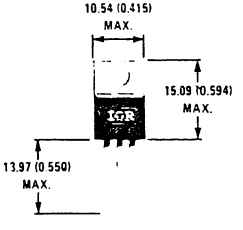
### Features:

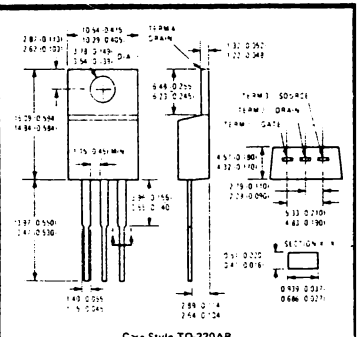
- P-Channel Versatility
- Compact Plastic Package
- Fast Switching
- Low Drive Current
- Ease of Paralleling
- Excellent Temperature Stability

### Product Summary

| Part Number | $V_{DS}$ | $R_{DS(on)}$ | $I_D$ |
|---|---|---|---|
| IRF9530 | -100V | 0.30Ω | -12A |
| IRF9531 | -60V | 0.30Ω | -12A |
| IRF9532 | -100V | 0.40Ω | -10A |
| IRF9533 | -60V | 0.40Ω | -10A |

CASE STYLE AND DIMENSIONS



Case Style TO-220AB
Dimensions in Millimeters and (Inches)

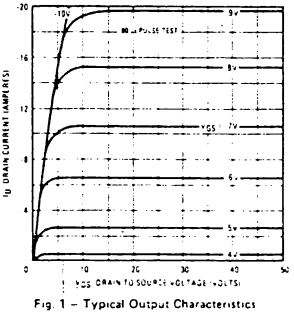



Fig. 1 – Typical Output Characteristics

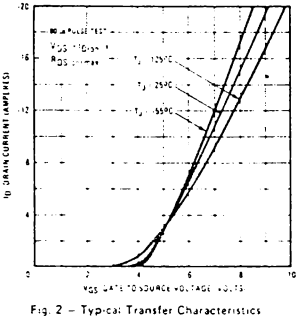



Fig. 2 – Typical Transfer Characteristics

**Figure 1.66**

(*Document International Rectifier*, HEXFET Power MOSFET, Designer's Manual, *1987*)

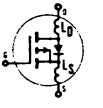
## Absolute Maximum Ratings

| | Parameter | IRF9530 | IRF9531 | IRF9532 | IRF9533 | Units |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $V_{DS}$ | Drain - Source Voltage ① | -100 | -60 | -100 | -60 | V |
| $V_{DGR}$ | Drain - Gate Voltage ($R_{GS}$ = 20 kΩ) ① | -100 | -60 | -100 | -60 | V |
| $I_D$ @ $T_C$ = 25°C | Continuous Drain Current | -12 | -12 | -10 | -10 | A |
| $I_D$ @ $T_C$ = 100°C | Continuous Drain Current | -7.5 | -7.5 | -6.5 | -6.5 | A |
| $I_{DM}$ | Pulsed Drain Current ③ | -48 | -48 | -40 | -40 | A |
| $V_{GS}$ | Gate - Source Voltage | ±20 | | | | V |
| $P_D$ @ $T_C$ = 25°C | Max. Power Dissipation | 75 (See Fig. 14) | | | | W |
| | Linear Derating Factor | 0.6 (See Fig. 14) | | | | W/K④ |
| $I_{LM}$ | Inductive Current, Clamped | (See Fig. 15 and 16) L = 100μH<br>-48 | -48 | -40 | -40 | A |
| $T_J$<br>$T_{stg}$ | Operating Junction and Storage Temperature Range* | -55 to 150 | | | | °C |
| | Lead Temperature | 300 (0.063 in. (1.6mm) from case for 10s) | | | | °C |

## Electrical Characteristics @$T_C$ = 25°C (Unless Otherwise Specified)

| | Parameter | Type | Min. | Typ. | Max. | Units | Test Conditions |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $BV_{DSS}$ | Drain - Source Breakdown Voltage | IRF9530<br>IRF9532 | -100 | – | – | V | $V_{GS}$ = 0V |
| | | IRF9531<br>IRF9533 | -60 | – | – | V | $I_D$ = -250μA |
| $V_{GS(th)}$ | Gate Threshold Voltage | ALL | -2.0 | – | -4.0 | V | $V_{DS}$ = $V_{GS}$, $I_D$ = -250μA |
| $I_{GSS}$ | Gate-Source Leakage Forward | ALL | – | – | -500 | nA | $V_{GS}$ = -20V |
| $I_{GSS}$ | Gate-Source Leakage Reverse | ALL | – | – | 500 | nA | $V_{GS}$ = 20V |
| $I_{DSS}$ | Zero Gate Voltage Drain Current | ALL | – | – | -250 | μA | $V_{DS}$ = Max. Rating, $V_{GS}$ = 0V |
| | | | – | – | -1000 | μA | $V_{DS}$ = Max. Rating x 0.8, $V_{GS}$ = 0V, $T_C$ = 125°C |
| $I_{D(on)}$ | On-State Drain Current ② | IRF9530<br>IRF9531 | -12 | – | – | A | $V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)\,max.}$, $V_{GS}$ = -10V |
| | | IRF9532<br>IRF9533 | -10 | – | – | A | |
| $R_{DS(on)}$ | Static Drain-Source On-State Resistance ② | IRF9530<br>IRF9531 | – | 0.25 | 0.30 | Ω | $V_{GS}$ = -10V, $I_D$ = -6.5A |
| | | IRF9532<br>IRF9533 | – | 0.30 | 0.40 | Ω | |
| $g_{fs}$ | Forward Transconductance ② | ALL | 2.0 | 3.8 | – | S (℧) | $V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)\,max.}$, $I_D$ = -6.5A |
| $C_{iss}$ | Input Capacitance | ALL | – | 500 | 700 | pF | $V_{GS}$ = 0V, $V_{DS}$ = -25V, f = 1.0 MHz<br>See Fig. 10 |
| $C_{oss}$ | Output Capacitance | ALL | – | 300 | 450 | pF | |
| $C_{rss}$ | Reverse Transfer Capacitance | ALL | – | 100 | 200 | pF | |
| $t_{d(on)}$ | Turn-On Delay Time | ALL | – | 30 | 60 | ns | $V_{DD}$ = 0.5 $BV_{DSS}$, $I_D$ = -6.5A, $Z_o$ = 50Ω<br>See Fig. 17<br>(MOSFET switching times are essentially independent of operating temperature.) |
| $t_r$ | Rise Time | ALL | – | 70 | 140 | ns | |
| $t_{d(off)}$ | Turn-Off Delay Time | ALL | – | 70 | 140 | ns | |
| $t_f$ | Fall Time | ALL | – | 70 | 140 | ns | |
| $Q_g$ | Total Gate Charge (Gate-Source Plus Gate-Drain) | ALL | – | 25 | 45 | nC | $V_{GS}$ = -15V, $I_D$ = -15A, $V_{DS}$ = 0.8 Max. Rating.<br>See Fig. 18 for test circuit. (Gate charge is essentially independent of operating temperature.) |
| $Q_{gs}$ | Gate-Source Charge | ALL | – | 13 | – | nC | |
| $Q_{gd}$ | Gate-Drain ("Miller") Charge | ALL | – | 12 | – | nC | |
| $L_D$ | Internal Drain Inductance | ALL | – | 3.5 | – | nH | Measured from the contact screw on tab to center of die. |
| | | | – | 4.5 | – | nH | Measured from the drain lead, 6mm (0.25 in.) from package to center of die. |
| $L_S$ | Internal Source Inductance | ALL | – | 7.5 | – | nH | Measured from the source lead, 6mm (0.25 in.) from package to source bonding pad. |

Modified MOSFET symbol showing the internal device inductances.




## Thermal Resistance

| | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $R_{thJC}$ | Junction-to-Case | ALL | – | – | 1.67 | K/W ④ | |
| $R_{thCS}$ | Case-to-Sink | ALL | – | 1.0 | – | K/W ④ | Mounting surface flat, smooth, and greased. |
| $R_{thJA}$ | Junction-to-Ambient | ALL | | | 80 | K/W ④ | Typical socket mount |

Figure 1.66 (*suite*)

**Remarques**

— En fonctionnement source commune, l'effet Miller intervient et ramène une forte valeur capacitive à l'entrée du composant.

— La tension de seuil qui est voisine de 4 V à 25 °C diminue en fonction de la température pour de faibles courants de polarisation. Il faut en tenir compte, mais le risque d'emballement thermique que l'on connaît pour les transistors bipolaires est pratiquement inexistant dans le cas des MOS.

— La polarisation est plus difficile à réaliser pour deux transistors canal N que pour deux transistors complémentaires N et P.

— L'utilisation de ces composants est très intéressante dans les amplificateurs à découpage faible et moyenne puissance.

— Le principe de la polarisation en classe A, AB ou C est le même que celui présenté au paragraphe 1.4.

#### 1.5.1.5. Circuits intégrés de puissance

L'évolution de l'électronique analogique va dans le sens de l'intégration monolithique. De nombreux amplificateurs de puissance sont intégrés. Nous les présentons dans les chapitres 6 et 7. Ils existent pour les deux technologies :

— linéaire, jusqu'à 150 W de sortie sur 4 Ω,

— à découpage, pour la commande des moteurs de robotique fournissant plusieurs ampères.

### 1.5.2. COMPOSANTS POUR MOYENNES ET GRANDES PUISSANCES DE SORTIE

Ces composants se comportent comme des interrupteurs dans les convertisseurs d'énergie qui sont :

— les redresseurs
— les hacheurs
— les onduleurs
— les gradateurs

} amplificateurs de puissance

Ces champs d'applications sont très différents de celui de l'amplification linéaire et font partie d'un domaine très vaste. Ils sont également présentés globalement et simplement dans l'ouvrage *Electronique industrielle*. Nous leur consacrons ici un chapitre dans la section « Amplificateurs à découpage » (chapitre 3).

Les composants associés sont, dans ce paragraphe, décrits dans le sens des performances et non théoriques. Les informations qui suivent sont extraites des « Journées d'électroniques et électronique de puissance du club E.E.A. » de 1987.

### 1.5.2.1. Redresseurs

Les diodes de puissance présentent comme caractéristiques principales :

— intensité maximale 3 kA,
— tension inverse 3 kV.

Les diodes rapides atteignent plusieurs dizaines d'ampères et plusieurs centaines de volts (1 000 V) pour un temps de recouvrement de 100 ns (voir documentation Thomson Semiconductors).

### 1.5.2.2. Transistors bipolaires et Darlington

La technologie des grandes surfaces de silicium et du conditionnement en boîtiers pressés permet de réaliser des transistors de très fortes puissances. Les tensions atteintes sont de 1 500 V pour plusieurs centaines d'ampères (Thomson Semiconductors, Power transistors, 1986). Les temps de montée et de descente sont inférieurs à la microseconde.

Les transistors Darlington intégrés de forte puissance sont aussi présents sur le marché. Mis à part une certaine lenteur à « l'ouverture » (sauf si une quatrième électrode est prévue pour extraire les charges stockées), ils présentent le confort d'un gain en courant élevé. On trouve dans les catalogues, les caractéristiques suivantes :

— 50 A/1 000 V pour des hautes tensions,
— 800 A/120 V pour des basses tensions.

### 1.5.2.3. Transistors à effet de champ MOS

Ces composants doivent leur essor à la technologie VD MOS (*Vertical Diffused MOS*). La résistance à l'état passant est maintenant très réduite. Ils présentent une grande stabilité thermique et une grande impédance de commande en basse fréquence. En commutation rapide ce dernier avantage n'est plus vrai à cause des capacités parasites importantes (voir figure 1.65 et 1.66) et on n'utilise que le MOS canal N, à cause de la meilleure mobilité des électrons par rapport aux charges positives. On rencontre couramment des MOS tenant plusieurs centaines de volts pour quelques dizaines d'ampères (quelques exceptions pour 1 000 V et plusieurs ampères). Si la mise en parallèle est aisée et sans problème en basse fréquence, ce n'est plus tout à fait le cas en commutation rapide (les concepteurs préfèrent encore utiliser les blocs transistors). Citons quelques caractéristiques de Siliconix ou International Rectifier :

**canal N**

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| 650 V | 14 A | 0,55 Ω | 250 W | SMM 14N65 |
| 500 V | 20 A | 0,3 Ω | 250 W | SMM 20N50 |
| 400 V | 15 A | 0,3 Ω | 150 W | IRF 350 |
| 200 V | 30 A | 0,085 Ω | 150 W | IRF 250 |
| 100 V | 14 A | 0,18 Ω | 75 W | IRF 530 |

**canal P**

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| 450 V | 10 A | 0,75 Ω | 250 W | SMM 10P45 |
| 200 V | 11 A | 0,5 Ω | 125 W | IRF 9640 |
| 100 V | 12 A | 0,3 Ω | 175 W | IRF 9530 |

et quelques demi-ponts intégrés :

| | | | |
|---|---|---|---|
| 100 V | 2,3 A | 20 W | MPP 500 |
| 60 V | 2,3 A | 20 W | MPP 502 |

La documentation concernant les MOS de puissance est relativement fournie [1].

### 1.5.2.4. Association bipolaire – MOS

On utilise la grande résistance d'entrée du transistor MOS et la faible résistance de conduction du bipolaire de puissance. Leur dénomination est, selon les constructeurs, Comfet, Gemfet, Bip MOS, IGT (*Insulated Gate Transistor*). Ces composants présentent les caractéristiques suivantes :

| | |
|---|---|
| — courant de fonctionnement | 20 A, |
| — tension admissible | 500 V à 1 000 V, |
| — fréquence maximale | 50 kHz. |

Un inconvénient peut toutefois subsister, c'est le phénomène de latch-up où le composant se comporte comme un thyristor [2].

---

1. On pourra consulter, à ce sujet, les articles suivants :
— C. Alemany, « Mise en parallèle de MOS de puissance », *Electronique de puissance* n° 2 ;
— E. Ebenstreit-Siemens, « Le MOS, un commutateur idéal ? », *Electronique de puissance* n° 4 ;
— P. Aluisi, « Savoir utiliser les MOS de puissance », *Electronique de puissance* n° 15.

2. *Cf.* l'article de RCA paru dans *Electronique de puissance* n° 17, p. 32.

### 1.5.2.5. Thyristors

Ce sont les composants qui convertissent la plus forte énergie. On trouve actuellement des thyristors de 3 000 A et 3 kV (diamètre du cristal : 75 mm) avec des dv/dt supérieurs à 100 V/µs. Leur défaut majeur est qu'ils sont lents. Pour les rendre plus rapides, on modifie leur géométrie (thyristors asymétriques) et, pour un même diamètre de pastille, courant et tenue en tension sont divisés par deux. Le temps de désamorçage peut atteindre dans le meilleur des cas 5 µs.

### 1.5.2.6. Thyristors spéciaux

Citons le GTO (*Gate Turn-Off*), le MOS thyristor à commande identique au MOS transistor et le triac.

Dans le domaine des amplificateurs de forte puissance à découpage, le GTO a un avenir très prometteur. Abandonné par de nombreux fabricants, il a été repris par les Japonais et certaines sociétés européennes et américaines. Ces composants se substituent aux thyristors, dans le cas des sources continues (hacheurs, onduleurs). On les rencontre de plus en plus en traction électrique. Leur tenue en tension est de quelques milliers de volts pour plusieurs milliers d'ampères. La fréquence de fonctionnement est, pour ces caractéristiques extrêmes, de quelques centaines de hertz.

## 1.5.3. COMPOSANTS MARGINAUX

Il faut citer :

— les composants à commande optique (opto-transistors, opto-Darlington, opto-thyristors, opto-triacs...) ;

— les composants à base d'arseniure de gallium AsGa (GaAs) qui permettent de travailler au delà du gigahertz. Ils sont toutefois limités par leur tenue en tension ($< 100$ V). L'évolution de la technologie du silicium permet aussi de travailler à ces fréquences :

— les tubes à vide qui ne sont pas prêts de disparaître. On les rencontre dans les applications particulières suivantes :

- hautes tensions supérieures à 1 000 V,
- hautes fréquences pour des moyennes et fortes puissances.

Certains amplificateurs audiofréquences travaillent encore avec des tubes pour conserver un soi-disant effet physiologique (lié à leur grande bande passante).

## 1.5.4. PROBLÈME THERMIQUE ET CALCUL SIMPLE DES RADIATEURS OU DISSIPATEURS

En régime linéaire, le calcul des radiateurs peut être traité très simplement. C'est cette première étape que nous présentons. Lorsque les transistors travaillent en commutation rapide, la détermination est plus compliquée. Il faut alors se diriger vers une bibliographie spécialisée [1].

### 1.5.4.1. Loi d'Ohm thermique

Pour tout système présentant une différence de température entre deux points, il est possible de définir, en régime permanent, une loi d'Ohm thermique (figure 1.67),

$$\theta_i - \theta_e = P \cdot R_{th}$$

où $\theta_e$ = température extérieure constante,
$\theta_i$ = température intérieure en régime permanent,
P = puissance dissipée,
$R_{th}$ = résistance thermique intérieur - extérieur.

En régime transitoire, et à cause des inerties thermiques, la loi de variation de la température est exponentielle (figure 1.68). C'est un système du premier ordre.

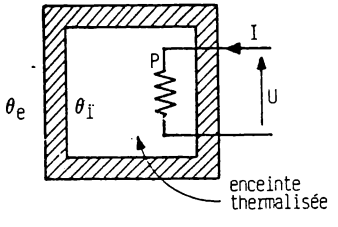



Figure 1.67

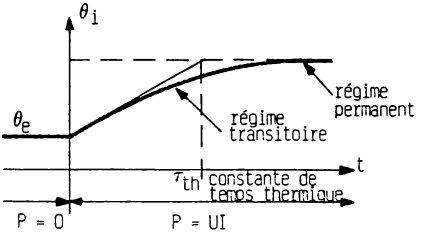



Figure 1.68

**Remarques fondamentales**

— Dans le cas où la puissance varie de manière apériodique, il faut considérer sa valeur maximale.

— En régime périodique rapide, on utilise la puissance moyenne.

---

1. — « Le choix d'un radiateur », *Electronique de puissance* n° 9.
— « La dissipation de chaleur dans les transistors », *Toute l'Electronique*, octobre 1978.
« Technologie de base des dissipateurs thermiques », *Toute l'Electronique*, octobre 1978.

— On prend toujours les situations les plus défavorables (puissance maximale possible).

**1.5.4.2. Cas des transistors faible ou forte puissance** (figure 1.69)

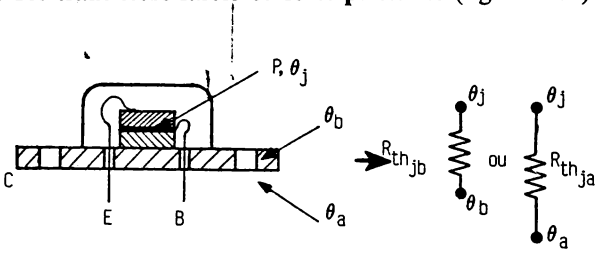



**Figure 1.69**

La puissance dissipable par un transistor (valeur annoncée par le constructeur), est définie en général pour une température de jonction maximale atteinte de 200 °C et :

— une température de boîtier maintenue à 25 °C,

— ou une température ambiante de 25 °C.

Lorsque la température du boîtier ou de l'ambiance augmente, la puissance dissipable maximale diminue (figure 1.70). Elle est nulle à 200 °C.

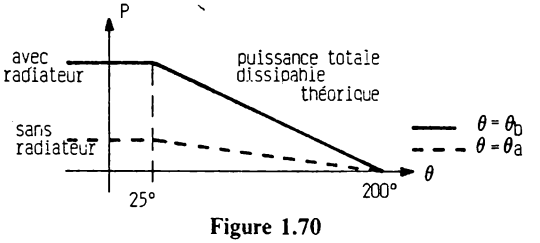



**Figure 1.70**

A partir de ces valeurs extrêmes, on en déduit les résistances thermiques. Voyons quelques exemples :

— **transistor bipolaire MJ 15003 de la figure 1.63**

$$\theta_{j\max} - \theta_{b(25\,°C)} = P \cdot R_{th_{jb}}$$

$$R_{th_{jb}} = \frac{200 - 25}{250} = 0{,}7\ °C/W$$

— **transistor Darlington BDV 65 de la figure 1.64**

$$R_{th_{jb}} = \frac{150 - 25}{125} = 1\ °C/W$$

— **transistor MOS IRF 530 de la figure 1.65**

$$R_{th_{jb}} = \frac{150 - 25}{75} = 1{,}67\ °C/W$$

**Remarques**

— Connaissant $R_{th_{jb}}$, on en déduit facilement le graphe de la figure 1.70 ainsi que la puissance dissipable maximale et vice-versa.

— Pour les transistors de faible puissance, on donne la valeur maximale dissipable sans et avec radiateur infini (température du boîtier maintenue à 25 °C).

— Un transistor de puissance annoncé pour plusieurs dizaines de watts ne pourra travailler qu'à quelques watts sans radiateur.

### 1.5.4.3. Détermination simple des radiateurs ou dissipateurs

Comme on ne s'inquiète que des cas les plus défavorables, on ne tient pas compte des inerties thermiques. La figure 1.71 représente l'ensemble transistor-radiateur. La loi d'Ohm thermique s'écrit

$$\theta_j - \theta_a = P\,(R_{th_{jb}} + R_{th_{br}} + R_{th_{ra}})$$

Il faut bien positionner chaque paramètre.

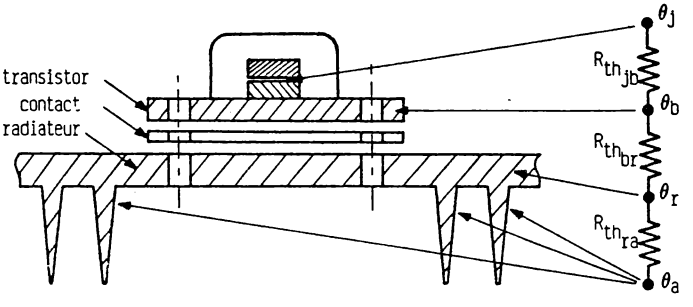



**Figure 1.71**

$\theta_j$ est la température de travail de la jonction du transistor qui ne doit surtout pas être égale à la valeur maximale annoncée par le constructeur si on ne veut pas que le composant vieillisse prématurément. En pratique on prend $\theta_j < 100$ °C.

$\theta_a$ est la température ambiante autour du radiateur. Elle dépend du mode de refroidissement de celui-ci (convection naturelle ou forcée par ventilateur, trous d'aération suffisants, radiateur bien positionné...). En pratique, pour une température extérieure de 20 °C, sans ventilation, **on prend $\theta_a$ entre 30 °C et 50 °C.**

P est la puissance dissipée dans le transistor. En continu

$$P = V_{CE} I_C + V_{BE} I_B$$

En régime linéaire non saturé, on ne tient compte que de $I_C$. Si le régime est variable et apériodique, on prend la valeur maximale de puissance instantanée. Si le régime est variable et périodique de période T avec $T \ll \tau_{th}$, on prend **la valeur moyenne de la puissance instantanée.**

$R_{th_{jb}}$ **ou** $R_{th_{jc}}$ représente la résistance thermique du composant, valeur annoncée par les constructeurs.

$R_{th_{br}}$ dépend de la qualité des contacts entre le transistor et le radiateur. Lorsqu'il y a une feuille de mica, et malgré l'utilisation de la graisse aux silicones ou oxyde de zinc, cette valeur atteint 1 °C/W. De nouveaux matériaux permettent d'obtenir 0,1 °C/W voire moins. On prend souvent une valeur intermédiaire, c'est-à-dire 0,5 °C/W.

$R_{th_{ra}}$ représente la résistance thermique du radiateur déduite de l'équation de la loi d'Ohm thermique précédente. On rencontre des radiateurs finis, alors la résistance thermique est figée, et des radiateurs profilés ou ailettés dont il faut déterminer la longueur ou la surface. La loi de variation de la résistance thermique en fonction de la longueur d'un profilé est hyperbolique ainsi que l'indique la figure 1.72. Sachant qu'un dissipateur est défini par son volume circonscrit, son efficacité est d'autant meilleure qu'il est posé verticalement

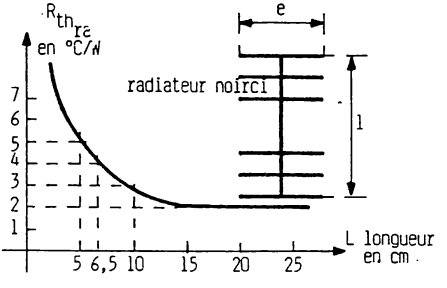



**Figure 1.72**

et que sa surface est noircie (meilleur échange thermique avec l'extérieur). La figure 1.73 regroupe quelques valeurs de résistances thermiques de transistors, la puissance dissipable de ceux-ci et la résistance thermique des radiateurs associés [1].

Dans le cas des amplificateurs « rapides », les transistors de puissance ne sont pas éloignés de leur circuit de commande. On utilise alors d'autres solutions de refroidissement :

— conducteur de chaleur vers un radiateur extérieur (appelé *heat pipe*),

1. Document de la revue *Toute l'Electronique*, octobre 1978, p. 25

— par fluide circulant dans un refroidisseur à dimension réduite,
— par évaporation d'un liquide se condensant à la périphérie de l'amplificateur.

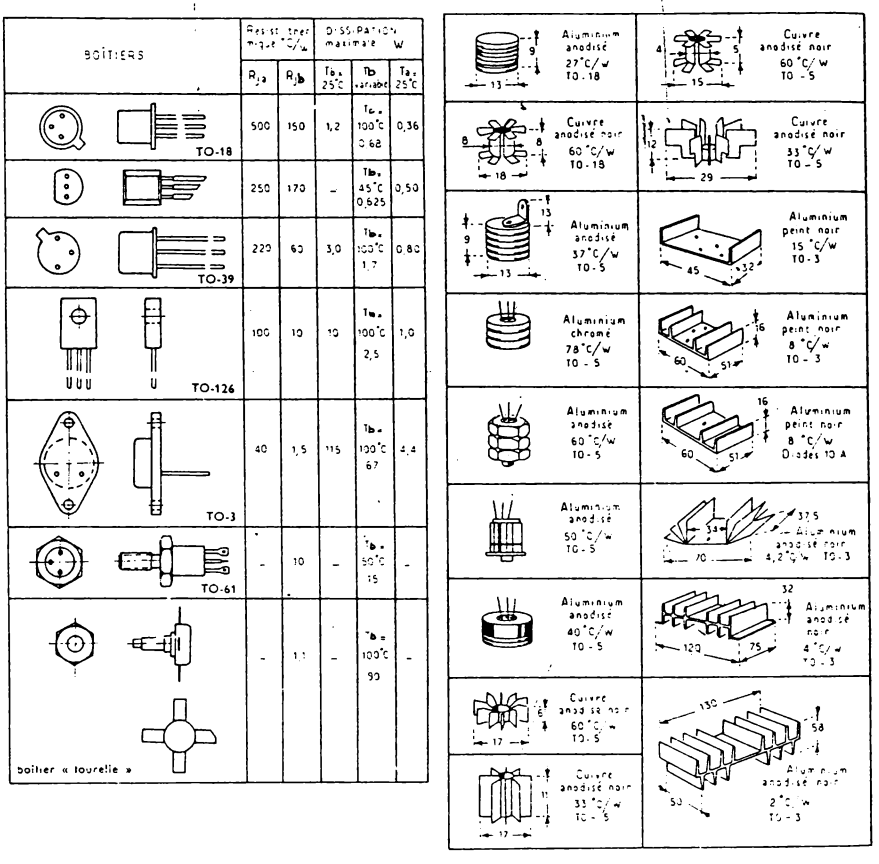



**Figure 1.73**

(*Document* **Toute l'Electronique,** *1978 : 25*)

### 1.5.4.4. Exercices

***Exercice* 1.** Un transistor 2N 3055 en boîtier métallique TO3 de puissance maximale 117 W, dissipe en réalité 10 W en régime permanent. Déterminer la longueur du radiateur de la figure 1.72 si nous nous imposons une température maximale de jonction de 100 °C et une température ambiante autour des ailettes du refroidisseur de 40 °C.

**Solution**

La loi d'Ohm thermique utilisée est

$$\theta_j - \theta_a = P\,(R_{th_{jb}} + R_{th_{br}} + R_{th_{ra}})$$

Lorsque rien n'est précisé, on prend $R_{th_{br}} = 0{,}5$ °C/W.

La résistance thermique jonction-boîtier du transistor est définie par la relation :

$$R_{th_{jb}} = \frac{200 - 25}{117} = 1{,}5\ °C/W \qquad \text{avec} \quad \begin{matrix} \theta_{jmax} = 200\ °C \\ \theta_{bmin} = 25\ °C \end{matrix}$$

(on retrouve cette valeur sur la figure 1.73).

Le déroulement des calculs nous donne

$$100 - 40 = 10\,(1{,}5 + 0{,}5 + R_{th_{ra}})$$

soit

$$R_{th_{ra}} = 4\ °C/W \quad \text{et} \quad \mathbf{L = 65\ mm}$$

***Exercice* 2.** Le même transistor que précédemment dissipe maintenant une puissance de 20 W. Que devient la longueur du radiateur pour les mêmes conditions de température ? Quelles solutions préconise-t-on ?

**Solution**

La loi d'Ohm thermique s'écrit

$$100 - 40 = 20\,(1{,}5 + 0{,}5 + R_{th_{ra}})$$

$$\mathbf{R_{th_{ra}} = 1\ °C/W}$$

L'asymptote horizontale du radiateur étant de 2 °C/W, on voit qu'il y a une impossibilité. Les solutions possibles sont :

— travailler à une température de jonction supérieure, mais attention à la fatigue thermique,

— utiliser un radiateur de section plus importante si mécaniquement cela est possible,

— travailler avec deux transistors connectés en parallèle ; alors la longueur totale du dissipateur est deux fois celle pour un seul composant soit

$$\mathbf{L = 130\ mm}$$

**Remarque.** La mise en parallèle des transistors est fréquente. Elle permet à ceux-ci de travailler dans de bonnes conditions, encore faut-il tenir compte de la stabilité thermique.

***Exercice* 3.** Un transistor 2N 1711 en boîtier TO39 est défini par le constructeur comme suit

$P_{max} = 0{,}8$ W sans radiateur ($\theta_a = 25$ °C)

$P_{max} = 3$ W avec radiateur infini ($\theta_b = 25$ °C)

Ce transistor utilisé sans boîtier dissipe une puissance de 500 mW. Quelles sont :

— la température de jonction ?

— la température du boîtier ?

On considère un régime permanent et une température ambiante de 25 °C.

**Solution**

Comme pour pratiquement tous les transistors, la puissance maximale est définie lorsque la jonction a atteint une température de 200 °C. On obtient alors la valeur des résistances thermiques

$$R_{th_{ja}} = \frac{200 - 25}{0{,}8} = 220\ °C/W$$

et

$$R_{th_{jb}} = \frac{200 - 25}{3} = 58{,}33\ °C/W$$

Pour une puissance de 500 mW, nous avons

$$\theta_j - 25 = 0{,}5 \,.\, R_{th_{ja}} = 110\ °C$$

donc

$$\theta_j = \mathbf{135\ °C}$$

On en déduit la température du boîtier

$$\theta_j - \theta_b = P \,.\, R_{th_{jb}}$$

$$135 - \theta_b = 0{,}5 \,.\, 58{,}33 = 29{,}16$$

soit

$$\theta_b = \mathbf{105{,}8\ °C}$$

**Remarque.** Cet exercice fondamental montre que pour une puissance dissipée de valeur « supposée correcte » le transistor chauffe exagérément. Si on souhaite travailler dans de meilleures conditions, il faut :

— soit utiliser un radiateur présenté sur la figure 1.73,

— soit prendre un transistor de puissance moyenne.

## 1.6. LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE EN RÉGIME DYNAMIQUE

Un amplificateur est défini par de nombreuses caractéristiques que nous pouvons énumérer.

**Caractéristiques statiques** (cas des amplificateurs continus) :

— tension d'offset ou de décalage,

— courants de polarisations,

— courants d'offset ou de décalage,
— dérive de ces paramètres.

**Caractéristiques d'alimentations :**

— symétriques ou non,
— valeur ± V, dynamiques maximales,
— courant maximum,
— réjection d'ondulation d'alimentation.

**Caractéristiques dynamiques :**

— gain en tension, résistances d'entrée, résistance de sortie,
— bande passante et produit gain-bande passante,
— temps de montée et slew rate,
— distorsions,
— stabilité,
— bruit,
— réjection de mode commun.

La plupart de ces caractéristiques ont déjà été définies, d'autres le seront dans l'ouvrage *Amplificateurs opérationnels*. Toutefois pour les amplificateurs de puissance, deux tests fondamentaux sont effectués en régime dynamique à partir de deux entrées typiques :

— régime sinusoïdal (ou régime harmonique),
— régime impulsionnel (échelon, impulsion, signal carré).

## 1.6.1. RÉGIME HARMONIQUE

On applique à l'entrée de l'amplificateur, une tension sinusoïdale « parfaite » telle que la sortie ne soit pas saturée. On peut alors déterminer la bande passante et la distorsion.

### 1.6.1.1. Rappels sur les fonctions de transfert et réponses en fréquence

La fonction de transfert généralisée, sans condition initiale, est définie par la relation

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} \qquad \text{(figure 1.74)}$$

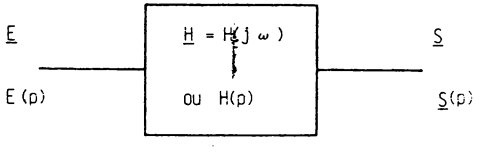



**Figure 1.74**

où S(p) représente la sortie de l'amplificateur en écriture symbolique (Laplace) et E(p), l'entrée.

En régime harmonique cette fonction devient

$$\underline{H} = \frac{\underline{S}}{\underline{E}} = a + j\,b$$

**Remarques :**

— la fonction de transfert est aussi appelée transmittance,

— l'écriture symbolique permet de travailler avec toute forme du signal d'entrée,

— si n fonctions de transfert sont en cascade, elles sont équivalentes à une seule telle que

$$H(p) = H_1(p) \times H_2(p) \times \ldots \times H_n(p)$$

(à condition de tenir compte de l'intéraction entre circuits).

La réponse en fréquence est définie par la représentation du module (gain) et de l'argument (déphasage entrée - sortie) en fonction de la fréquence ou de la pulsation. Trois représentations sont utilisées.

— **Représentation de Bode :** c'est la plus courante, elle s'effectue sur deux graphes représentés sur la figure 1.75, 20 log $|\underline{H}|$ en fonction de f ou de $\omega$, $\varphi(\underline{H})$ en fonction de f ou de $\omega$.

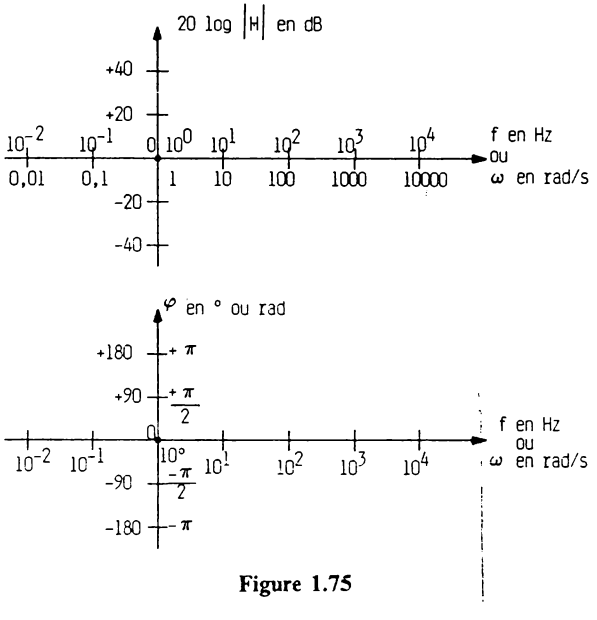



**Figure 1.75**

— **Représentation de Nyquist :** un seul graphe positionne le lieu des extrémités des vecteurs en fonction de f ou ω. Ces vecteurs ont pour module

$$|\underline{H}| = \sqrt{a^2 + b^2}$$

et argument φ tel que

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{b}{a}$$

— **Représentation de Black :** un seul graphe représente pour différentes fréquences ou pulsations :

. le module en ordonnées (échelle logarithmique),

. l'argument en abscisses (échelle linéaire).

Ces deux dernières représentations sont surtout utilisées pour définir la stabilité d'un système asservi du type servomécanisme.

### 1.6.1.2. Réponses typiques de Bode

Les particularités des représentations de Bode sont :

— résultats exploitables pour toutes les fréquences,

— diagrammes asymétriques à pentes multiples de ± 20 dB par décade ou ± 6 dB par octave (associées à un déphasage de ± π/2).

— le produit de plusieurs fonctions de transfert revient à construire une somme de modules et d'arguments.

Cette dernière particularité nous ramène à représenter sur la figure 1.76 les huit fonctions de transfert de base qui sont définies à partir des fonctions de premier et du deuxième ordre typiques

$$\frac{1}{1 + p/\omega_0} \quad \text{et} \quad \frac{1}{1 + 2z\,p/\omega_0 + p^2/\omega_0^2}$$

Les traits forts correspondent aux diagrammes asymptotiques, les traits fins aux réponses réelles. Nous excluons les fonctions

$$1 - p/\omega_0 \quad \text{et} \quad \frac{1}{1 - p/\omega_0}$$

qui sont des cas très particuliers présentés dans l'ouvrage *Filtres électriques.*

### 1.6.1.3 Réponses en fréquence d'un amplificateur BF

Les amplificateurs de puissance classiques sont continus ou audiofréquences jusqu'à quelques dizaines de kilohertz. Leurs fonctions de transfert sont de la forme

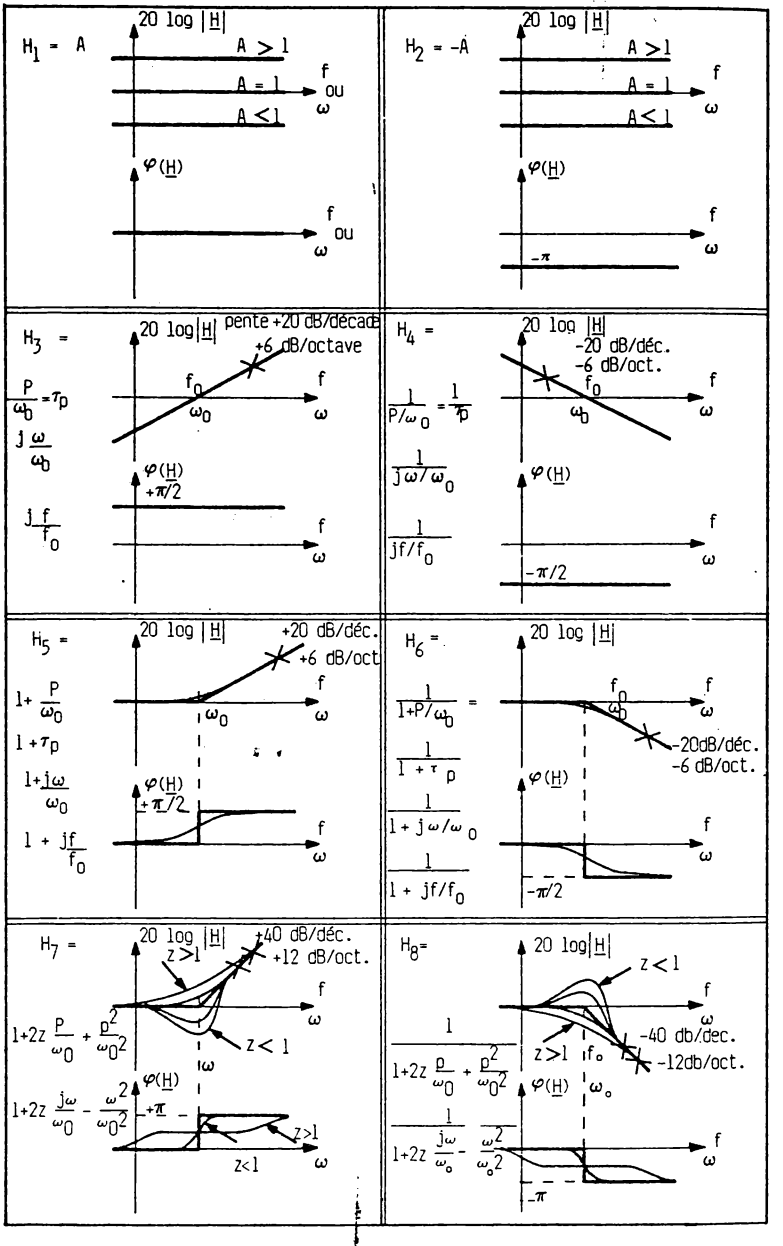

H1 = A
20 log |H|
A > 1
A = 1
A < 1
f ou ω
φ(H)
H2 = -A
H3 =
P/ω0 = τp
j ω/ω0
j f/f0
pente +20 dB/décade
+6 dB/octave
f0
ω0
+π/2
H4 =
1/(P/ω0) = 1/τp
1/(jω/ω0)
1/(jf/f0)
-20 dB/déc.
-6 dB/oct.
-π/2
H5 =
1 + P/ω0
1 + τp
1 + jω/ω0
1 + jf/f0
+20 dB/déc.
+6 dB/oct
H6 =
1/(1+P/ω0) =
1/(1 + τ p)
1/(1 + jω/ω0)
1/(1 + jf/f0)
-20dB/déc.
-6 dB/oct.
H7 =
z > 1
+40 dB/déc.
+12 dB/oct.
z < 1
1+2z P/ω0 + p²/ω0²
1+2z jω/ω0 - ω²/ω0²
+π
z>1
z<1
H8=
z < 1
z > 1
-40 db/dec.
-12db/oct.
1/(1+2z p/ω0 + p²/ω0²)
1/(1+2z jω/ω0 - ω²/ω0²)
f0
ω0
-π

**Figure 1.76**

$$H(p) = \frac{A_0}{1 + k_1 p + k_2 p^2 + \ldots + k_n p^n} \text{ (amplificateurs continus)}$$

et

$$H(p) = \frac{k'_1 p + k'_2 p^2 + \ldots + k'_m p^m}{1 + k_1 p + k_2 p^2 + \ldots + k_n p^n} \text{ (amplificateurs audiofréquences } m < n)$$

Nous donnons deux réponses simples :

— **figure 1.77**, amplificateur continu de fonction de transfert

$$H(p) = \frac{A_0}{1 + \tau p}$$

— **figure 1.78**, amplificateur audiofréquence de fonction de transfert

$$H(p) = \frac{\tau p}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)} = \frac{\tau_1 p}{1 + \tau_1 p} \cdot \frac{A_0}{1 + \tau_2 p}$$

où le terme $\frac{\tau_1 p}{1 + \tau_1 p}$ représente, par exemple, l'influence d'une liaison capacitive.

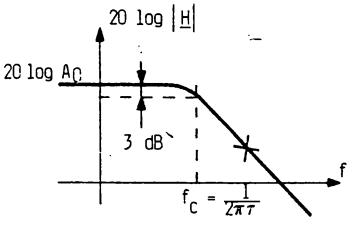



Figure 1.77

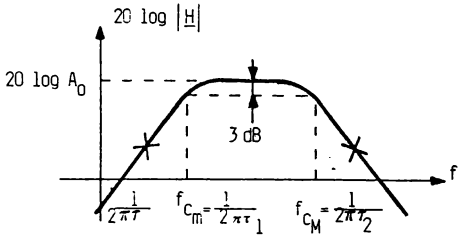



Figure 1.78

**Remarques fondamentales**

La réponse en fréquence d'un amplificateur est la bande de fréquence pour laquelle le gain en tension est constant. Comme ces réponses sont asymptotiques, on accepte en général une erreur de 3 dB qui correspond à la fréquence de cassure d'un système du premier ordre. Si l'ordre de la fonction de transfert est supérieur à 1, il peut y avoir dépassement. Dans ces conditions, la bande passante est toujours définie pour une erreur de 3 dB (en valeur supérieure). Plus rarement, on rencontre des bandes passantes définies à ± 6 dB ou à ± 10 dB.

Si le module d'une fonction de transfert varie rapidement au voisinage de la ou des fréquences de coupure, il n'en est pas de même pour la phase qui « se traîne ». Ce phénomène est relativement néfaste, par exemple dans les amplificateurs audiofréquences. C'est une des raisons pour lesquelles on

s'impose en Haute Fidélité une bande passante bien plus large que celle perçue par l'ouïe. Il n'est pas surprenant de trouver dans ce domaine des amplificateurs continus de bande passante de 100 kHz.

Les mesures de distorsion effectuées en régime harmonique imposent de travailler avec des générateurs sinusoïdaux autres que les générateurs de fonctions car ceux-ci présentent une distorsion voisine de 0,5 à 1 %. On utilise en fait des générateurs quasi sinusoïdaux stabilisés en amplitude par un élément non linéaire dont le principe est donné sur la figure 1.79 et qui seront présentés dans l'ouvrage *Oscillateurs et Horloges*.

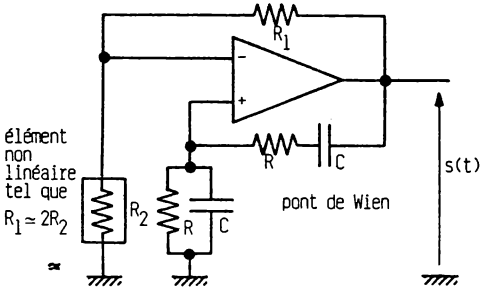



**Figure 1.79**

## 1.6.2. RÉGIME IMPULSIONNEL

Le régime impulsionnel est souvent un complément au régime harmonique. Si on applique à l'entrée d'un amplificateur un signal carré on doit retrouver ce même signal amplifié à la sortie. Dans ce cas, la bande passante est infinie. On sait en effet que le signal carré est le plus riche en harmoniques. Non déformé à la sortie de l'amplificateur, il indique bien que celui-ci est parfait. Ce n'est bien sûr pas vrai en pratique ; le changement d'état de la sortie est tributaire de deux phénomènes responsables entre autres de la distorsion d'intermodulation transitoire :

— le temps de montée,
— le slew rate.

### 1.6.2.1. Temps de montée

Ce temps est lié à la fonction de transfert de l'amplificateur et intervient en petits signaux. La valeur est définie entre 10 % et 90 % de l'évolution totale du signal de sortie.

### 1.6.2.2. Slew rate

On l'appelle aussi pente maximale du signal de sortie ou vitesse de balayage. Lorsque le signal d'entrée d'un amplificateur varie trop rapidement, celui-ci voit son premier étage se saturer. Comme ses éléments de polarisation sont souvent des générateurs de courant, ceux-ci viennent charger le condensateur parasite ou de compensation de l'étage qui suit, à courant constant. Il en résulte une tension de sortie évoluant en forme de rampe. Ce phénomène de slew rate est plus généralement décrit dans l'ouvrage *Amplificateurs opérationnels*.

Les fabricants d'amplificateurs audiofréquences recherchent une grande vitesse de fonctionnement à forte puissance. On peut trouver ainsi un slew rate de 300 V/µs pour une puissance de sortie de 150 W.

## 1.6.3. EXERCICE

Un amplificateur de sortie a été testé en fréquence. Le résultat des mesures nous donne ces quelques valeurs :

| f en Hz | 0 | $10^4$ | $10^5$ | $10^6$ | $10^7$ |
|---|---|---|---|---|---|
| $\lvert\underline{H}\rvert = \frac{\lvert\underline{S}\rvert}{\lvert\underline{E}\rvert}$ en dB | 20 | $\simeq 20$ | 14 | − 20 | − 60 |

Représenter la réponse en fréquence et prévoir les asymptotes. Déterminer sa fonction de transfert.

**Solution**

Nous sommes en présence d'un amplificateur continu de gain statique de 10 (20 dB).

Pour les fréquences hautes, la pente asymptotique est de −40 dB par décade (figure 1.80). Le point de rencontre des asymptotes se situe à + 20 dB et $10^5$ hertz. On en déduit la fonction de transfert du deuxième ordre

$$H(p) = \frac{10}{1 + 2\frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_2}} = \frac{10}{\left(1 + \frac{p}{\omega_0}\right)^2}$$

car z = 1 à cause de la différence de 6 dB entre le diagramme asymptotique et la réponse réelle. La pulsation de cassure $\omega_0$ est

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi \cdot 10^5 \text{ rad/s}$$

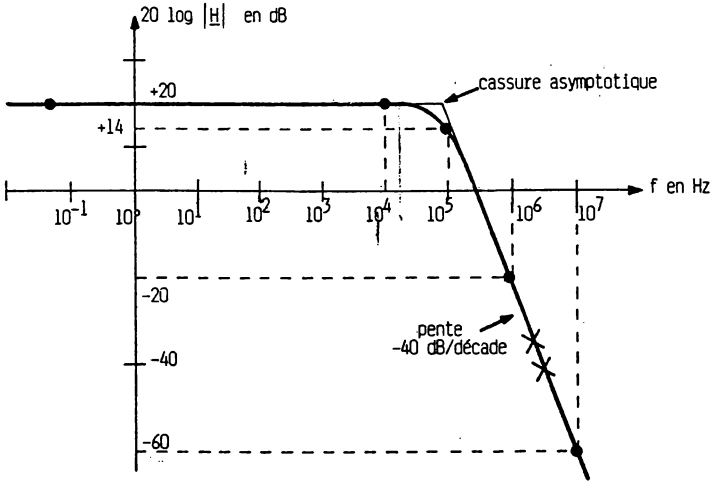

20 log |H| en dB
+20
+14
-20
-40
-60
cassure asymptotique
pente
-40 dB/décade
f en Hz
10^-1
10^0
10^1
10^2
10^3
10^4
10^5
10^6
10^7

**Figure 1.80**

# CHAPITRE 2

# Amplificateurs classe B (montages push-pull)

Les amplificateurs de puissance fonctionnant en classe B sont couramment rencontrés en basse et moyenne fréquence. Ils présentent l'avantage d'un bon rendement comparativement à la classe A mais nécessitent deux transistors travaillant l'un après l'autre.

On rencontre trois cas :

— **amplificateurs push-pull série** alimentés par **deux tensions symétriques.** Ils permettent de travailler en continu.

— **amplificateurs push-pull série** alimentés par **une seule source.** Ce sont en général les amplificateurs audiofréquences à cause de la liaison capacitive en sortie.

— **amplificateurs push-pull parallèle** utilisant un transformateur de sortie à double enroulement primaire. Ce sont les push-pull des débuts de l'électronique utilisés avec les tubes. On les rencontre encore lorsque l'alimentation est de faible valeur ou en commutation dans les onduleurs (convertisseurs continu-alternatif).

Nous rappelons que les amplificateurs push-pull ne sont classe B que par leur principe et à partir des caractéristiques idéalisées. **En réalité c'est un fonctionnement en classe AB. L'évolution de la technologie** fait qu'**on peut les trouver intégrés jusqu'à quelques watts** (voir chapitres 6 et 7).

La méthode d'étude de ces amplificateurs ne peut faire intervenir les paramètres hybrides à cause du fonctionnement en grands signaux. Anciennement, on utilisait les caractéristiques statiques et on traitait les problèmes graphiquement. De nos jours, on travaille avec les modèles électriques.

Ce chapitre représente le « cœur » de cet ouvrage car il permet de suivre l'évolution de conception de tout étage de sortie basse fréquence qui, à première vue, semble très complexe dans les schémas réels.

## 2.1. PRÉSENTATION ET ÉVOLUTION DE L'AMPLIFICATEUR CLASSE B SÉRIE ÉLÉMENTAIRE

### 2.1.1. SCHÉMA DE BASE (figure 2.1)

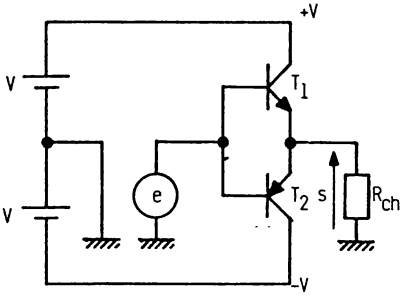



**Figure 2.1**

Deux alimentations symétriques par rapport à la masse (zéro électrique), fournissent de l'énergie à **deux transistors complémentaires** $T_1$ et $T_2$ qui sont des NPN et PNP.

Le terme complémentaire veut dire que les caractéristiques des composants sont identiques, aux signes près (voir paragraphe 1.5). Rappelons que :

— **un transistor NPN conduit lorsque sa base est positive de 0,6 V par rapport à son émetteur à 25° C,**

— **un transistor PNP conduit lorsque sa base est négative de 0,6 V par rapport à son émetteur à 25° C.**

En fonction de ce qui précède, le transistor $T_1$ conduit lorsque le signal d'entrée à atteint + 0,6 V et le transistor $T_2$ conduit pour $e < -0{,}6$ V. La figure 2.2 représente e(t) et s(t) pour $e = 1 \sin \omega t$. La tension de sortie n'apparaissant que pour $|e| \geqslant 0{,}6$ V est très déformée. Le raccordement des deux alternances est incorrect. Cet exemple, qui correspond à une polarisation

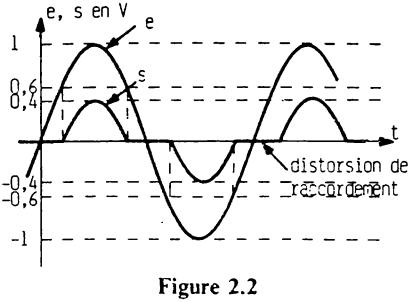



**Figure 2.2**

en classe C (ou BC), montre que la **distorsion de raccordement (ou de recouvrement ou cross-over)** est très importante. On voit aussi que le transistor NPN conduit pour s(t) positive et le PNP pour s(t) négative (ils conduisent l'un après l'autre).

## 2.1.2. AMPLIFICATEUR CLASSE B SÉRIE THÉORIQUE (figure 2.3)

### 2.1.2.1. Analyse de fonctionnement

La classe B série théorique est présentée avec des caractéristiques de transistors idéalisées. Le point de repos $|V_{BE_0}| = 0{,}6$ V et $I_{B_0} = 0$ (figure 2.4) est assuré par les fem de 0,6 V. La tension entre les deux bases est $V_{B_1B_2} = 1{,}2$ V . Faisons l'analyse de fonctionnement en dynamique.

— **Pour e > 0,** $V_{B_1} \nearrow$, s $\nearrow$, $i_S \nearrow$, $i_{B_1} \nearrow$

Il y a déplacement des deux points de repos et on voit bien sur la figure 2.4 que $T_1$ conduit et $T_2$ reste bloqué.

— **Pour e <0,** le fonctionnement est symétrique, $T_2$ conduit et $T_1$ est bloqué.

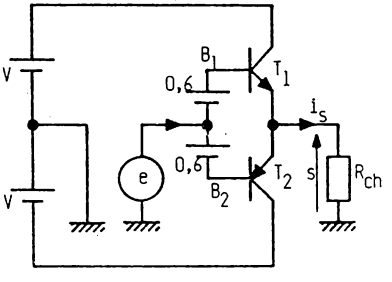



Figure 2.3

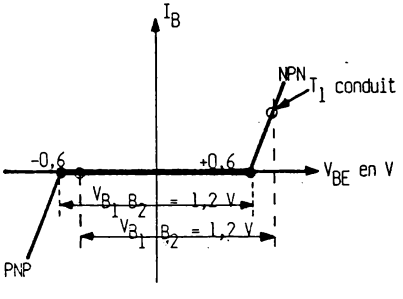



Figure 2.4

### 2.1.2.2. Paramètres électriques

L'analyse précédente indique que les transistors, prêts à conduire au repos (classe B) interviennent l'un après l'autre en fonction de l'alternance de e.

On peut décomposer le schéma de la figure 2.3 en deux schémas, l'un pour e > 0 et l'autre pour e <0 (figure 2.5). **Dans les deux cas les transistors travaillent en collecteur commun et en grands signaux.** Si on considère que la tension base émetteur de chaque transistor reste voisine de 0,6 V (ce qui en

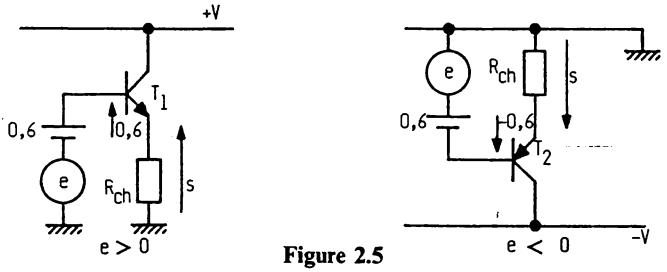



**Figure 2.5**

pratique est le cas), le signal de sortie reste identique à celui de l'entrée. Ceci est représenté sur la figure 2.6. Pour obtenir les paramètres électriques de cet amplificateur, on s'inspire du montage collecteur commun en petits signaux. Ainsi nous avons :

— **gain en tension à vide** $G_{v_0} \simeq 1$,
— **résistance d'entrée** $R_e \simeq \beta R_{ch}$,
— **résistance de sortie** $R_s \simeq 0$.

Une remarque fondamentale s'impose. Si le générateur d'entrée présente une résistance $R_i$, alors la résistance de sortie de l'amplificateur devient :

$$R_s \simeq \frac{R_i}{\beta}$$

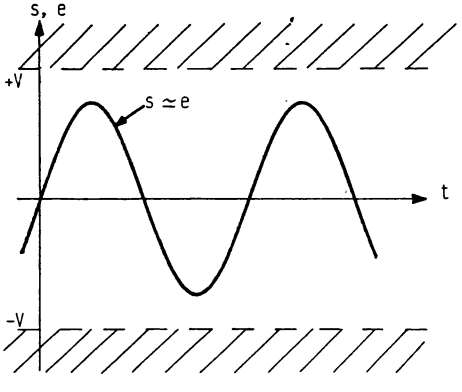



**Figure 2.6**

### 2.1.2.3. Dynamique de sortie maximale et puissance associée

**La dynamique de sortie d'un amplificateur est définie à partir des limites de saturation ou de blocage des transistors.** Dans ce cas nous avons

$$s_{max} = V \text{ ou } 2\,V \text{ crête à crête}$$

Lorsqu'un transistor est juste saturé, l'autre voit à ses bornes une tension maximale de 2V. Il faut donc prévoir

$$V_{CE_{max}} > 2\,V$$

A la dynamique maximale de sortie définie précédemment, la puissance en régime sinusoïdal est

$$P_{s_{max}} = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{ch}} = \frac{V^2}{2\,R_{ch}} = \frac{S_{eff}^2}{R_{ch}}$$

### 2.1.2.4. Puissance fournie et rendement

Nous allons déterminer la puissance fournie par les deux alimentations lorsque la puissance de sortie est maximale. Nous avons

$$P_f = P_{f+} + P_{f-}$$

où $P_{f+}$ et $P_{f-}$ représentent respectivement les puissances fournies par les alimentations positives et négatives. En raison de la symétrie,

$$P_f = 2\,P_{f+} = 2\,P_{f-}$$

Pour l'alimentation positive, les graphes des tensions et courants sont donnés par la figure 2.7. On en déduit les relations temporelles

$$u(t) = V$$

et

$$i(t) = \frac{V}{R_{ch}} \sin \omega t \qquad \text{pour} \qquad 0 \leqslant t \leqslant T/2$$

$$= 0 \qquad \text{pour} \qquad T/2 \leqslant t \leqslant T$$

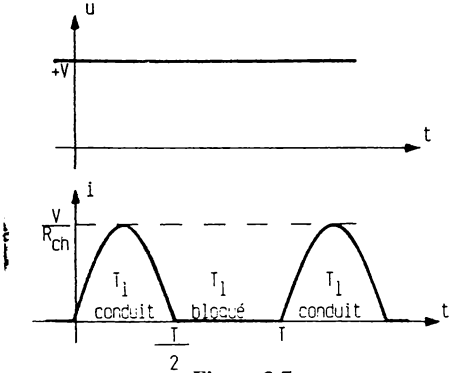



Figure 2.7

La puissance moyenne fournie est simple à calculer car la tension est constante (voir paragraphe 1.2.2.3.).

$$P_{f+} = V.\frac{V}{\pi R_{ch}}$$

où $\frac{V}{\pi R_{ch}}$ représente la valeur moyenne du courant.

La puissance totale fournie est

$$P_f = \frac{2V^2}{\pi R_{ch}}$$

et le rendement

$$\eta = \frac{P_s}{P_f} = \frac{V^2/2 R_{ch}}{2V^2/\pi R_{ch}} = \frac{\pi}{4} = 0{,}78$$

Le rendement théorique maximum (à puissance de sortie maximale) est indépendant de l'alimentation et de la charge.

### 2.1.2.5. Exercices

*Exercice* **1.** A partir de la figure 2.3 et des éléments des paragraphes 2.1.2.3 et 2.1.2.4, déterminer la puissance dissipée dans l'un des deux transistors, pour une dynamique de sortie maximale, en utilisant trois méthodes. Application numérique :

$$\pm V = \pm 10 \text{ volts} \quad \text{et} \quad R_{ch} = 10\,\Omega$$

**Solution**

**Première méthode.** On connaît la puissance de sortie maximale $P_{s_{max}}$ et la puissance fournie par les alimentations $P_{f_{max}}$ :

$$P_{s_{max}} = \frac{V^2}{2 R_{ch}} = 5 \text{ W}$$

$$P_{f_{max}} = \frac{2V^2}{\pi R_{ch}} = 6{,}36 \text{ W}$$

On en déduit la puissance dissipée **par transistor**

$$P_T = \frac{P_f - P_s}{2} = \frac{V^2\left(4-\pi\right)}{4\pi R_{ch}} = 0{,}68 \text{ W}$$

**Deuxième méthode.** On effectue le calcul à partir de la relation de la puissance moyenne. Les graphes des tensions et courants sont représentés sur la figure 2.8. Nous avons

$$v_{CE} = V\left(1 - \sin\theta\right)$$

$$i_C = \frac{V}{R_{ch}} \sin\theta \quad \text{de } 0 \text{ à } \pi$$

$$= 0 \qquad \text{de } \pi \text{ à } 2\pi$$

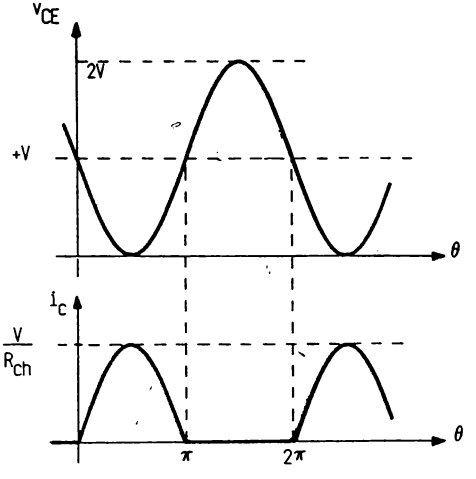



**Figure 2.8**

La puissance moyenne devient

$$P_T = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} v_{CE} \cdot i_C \, d\theta$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} v\left(1 - \sin\theta\right).\frac{V}{R_{ch}} \sin\theta \, d\theta$$

$$= \frac{V^2}{2\pi R_{ch}}\int_0^{\pi}\left(\sin\theta - \sin^2\theta\right) d\theta$$

comme $\sin^2\theta = \dfrac{1 - \cos 2\theta}{2}$, il vient

$$P_T = \frac{V^2}{2\pi R_{ch}}\int_0^{\pi}\left(\sin\theta - \frac{1}{2} + \frac{\cos 2\theta}{2}\right) d\theta$$

cos 2θ « donnant » zéro, il vient

$$P_T = \frac{V^2}{2\pi R_{ch}} \left[ -\cos\theta - \frac{\theta}{2} \right]_0^{\pi}$$

$$P_T = \frac{V^2}{2\pi R_{ch}} \left[ 2 - \frac{\pi}{2} \right] = \frac{V^2 (4-\pi)}{4\pi R_{ch}} = 0{,}68 \text{ W}$$

**Troisième méthode.** On effectue le calcul à partir de la puissance inter-harmonique (voir paragraphe 1.2.2.3).

$$P_{moy} = U_0 I_0 + \frac{U_1 I_1}{2} + \frac{U_2 I_2}{2} + \ldots + \frac{U_n I_n}{2}$$

Nous rappelons qu'une fonction décomposable en série de Fourier se met sous la forme :

$$f(t) = a_0 + a_1 \sin \omega t + a_2 \sin 2\omega t + \ldots + a_n \sin n\omega t + b_1 \cos \omega t + b_2 \cos 2\omega t + \ldots + b_n \cos n\omega t$$

où les coefficients $a_0$, $a_n$ et $b_n$ sont obtenus par les relations :

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{(2\pi)} f(\theta)\, d\theta,$$

$$a_n = \frac{2}{2\pi} \int_{(2\pi)} f(\theta) \sin n\theta \, d\theta \quad \text{termes en sinus,}$$

et

$$b_n = \frac{2}{2\pi} \int_{(2\pi)} f(\theta) \cos n\theta \, d\theta \quad \text{termes en cosinus.}$$

Pour notre application, il faut décomposer $v_{CE}(\theta)$ et $i_C(\theta)$ de la figure 2.8, en série de Fourier. Les termes en cosinus sont nuls (fonction impaire).

**Pour $v_{CE}(0)$ :** on voit directement

$$a_0 = V = U_0$$

$$a_1 = -V = U_1$$

$$a_2 \ldots a_n = 0$$

**Pour $i_C(\theta)$ :** nous avons

$$a'_0 = \frac{V}{\pi R_{ch}} = I_0 \quad \text{valeur moyenne de } i_C$$

$$a'_1 = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{V}{R_{ch}} \sin\theta . \sin\theta \, d\theta$$

$$= \frac{2V}{2\pi R_{ch}} \int_0^{\pi} \sin^2\theta \, d\theta = \frac{2V}{2\pi R_{ch}} \int_0^{\pi} \frac{1 - \cos 2\theta}{2} d\theta$$

$$= \frac{V}{\pi R_{ch}} \cdot \frac{\pi}{2} = \frac{V}{2R_{ch}} = I_1$$

Comme $v_{CE}(\theta)$ ne contient pas d'harmonique de rang supérieur à 1, on ne tient pas compte de $a'_2 \ldots a'_n$.

Ainsi

$$P_T = U_0 I_0 + \frac{U_1 I_1}{2} = \frac{V^2}{\pi R_{ch}} - \frac{V^2}{4 R_{ch}} = \frac{V^2 (4 - \pi)}{4 \pi R_{ch}} = \mathbf{0{,}68\ W}$$

***Exercice* 2.** Un amplificateur de puissance est alimenté par deux tensions symétriques $\pm V = \pm 20$ volts. La charge est de 10 Ω. Quelle puissance de sortie peut-on espérer, en régime sinusoïdal ? Quelle doit être la limitation en intensité des alimentations ?

**Solution**

La puissance maximale de sortie est définie par

$$P_{S_{max}} = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{ch}} = \frac{V^2}{2 R_{ch}} = \frac{400}{20} = \mathbf{20\ W.}$$

Les alimentations doivent fournir une intensité maximale de

$$I_{al} = i_{S_{max}} = \frac{V}{R_{ch}} = \frac{\mathbf{20}}{\mathbf{10}} = \mathbf{2\ A}$$

***Exercice* 3.** Un amplificateur de puissance est alimenté par une batterie de 12 V. Pour une résistance de charge de 4 Ω, prévoir la puissance de sortie maximale en régime sinusoïdal ?

**Solution**

Sans transformateur de sortie, la dynamique crête à crête maximale est de 12V. La valeur efficace correspondante vaut $\frac{6}{\sqrt{2}}$ V et la puissance de sortie maximale

$$P_{S_{max}} = \frac{\left(\frac{6}{\sqrt{2}}\right)^2}{4} = \frac{36}{8} = \mathbf{4{,}5\ W}$$

***Exercice* 4.** A partir de la figure 2.3, déterminer les expressions de la puissance fournie par les alimentations $P_f$, la puissance de sortie $P_s$, la puissance dissipée dans un transistor $P_T$ et la valeur de rendement $\eta$ pour un signal sinusoïdal dont l'amplitude varie de 0 à V (alimentation ± V)

$$e = E \sin \theta \quad 0 \leqslant E \leqslant V$$

**Solution**

Le courant maximum fourni par les alimentations est celui de la charge.

$$I_{al} = i_{S_{max}} = \frac{s_{max}}{R_{ch}} = \frac{E}{R_{ch}}$$

**Puissance moyenne de sortie**

$$P_s = \frac{\left(\frac{E}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{ch}} = \frac{E^2}{2\,R_{ch}} \qquad \left(P_{s_{max}} = \frac{V^2}{2\,R_{ch}}\right)$$

**Puissance fournie par les alimentations**

$$P_f = 2\,P_{f+} = 2\,V.\,I_{al\ moy}$$

$$P_f = 2\,V\,\frac{E}{\pi\,R_{ch}} \qquad \left(P_{f_{max}} = \frac{2\,V^2}{\pi\,R_{ch}}\right)$$

**Puissance dissipée dans un transistor**

$$P_T = \frac{1}{2}\left(P_f - P_s\right) = \frac{4\,VE - \pi\,E^2}{4\,\pi\,R_{ch}}$$

Cette puissance dissipée dans un transistor lorsque le signal d'entrée est maximum E = V vaut

$$P_{T(E\,=\,V)} = \frac{V^2\,(4 - \pi)}{4\,\pi\,R_{ch}}$$

valeur vue précédemment. Mais ce n'est pas la puissance maximale. Pour déterminer celle-ci, il faut calculer la dérivée de $P_T$ par rapport à E

$$\frac{d}{dE}\,P_T = \frac{4\,V - 2\pi\,E}{4\,\pi\,R_{ch}}$$

Cette dérivée est nulle pour

$$2\,\pi\,E = 4\,V \quad \text{soit} \quad E = \frac{2\,V}{\pi}$$

Si on reporte cette valeur dans l'expression générale précédente, on trouve

$$P_{T_{max}} = \frac{V^2}{\pi^2 R_{ch}}$$

**La puissance maximale dissipée dans chaque transistor est environ 1,5 fois celle calculée pour une puissance de sortie maximale, valeur dont il faudra tenir compte pour le calcul des radiateurs.**

## 2.1.3. POLARISATION PAR DIODES

### 2.1.3.1. Présentation et détermination des éléments

Le schéma théorique précédent est polarisé en classe B par deux fem de 0,6 V. En réalité celles-ci sont remplacées par deux diodes **nécessairement parcourues par un courant.** La figure 2.9. rappelle le schéma équivalent d'une diode sans ou avec résistance directe $R_d$. Le courant de polarisation de ces

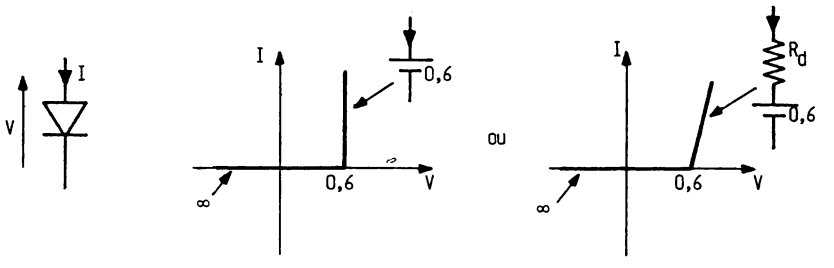



**Figure 2.9**

diodes est fourni par les alimentations et passe (dans un premier temps) au travers de résistances R. La figure 2.10 représente le schéma de cet amplificateur. On retrouve la symétrie par rapport à zéro.

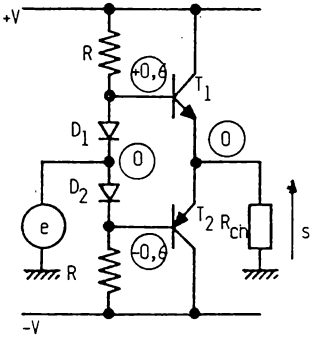



**Figure 2.10**

La valeur des résistances R est déterminée à partir de la dynamique maximale de sortie lorsque l'une des deux diodes atteint le blocage. Nous allons faire l'analyse de fonctionnement en dynamique pour des variations positives du signal de l'entrée e (figure 2.11). Le transistor $T_1$ conduit, $T_2$ est

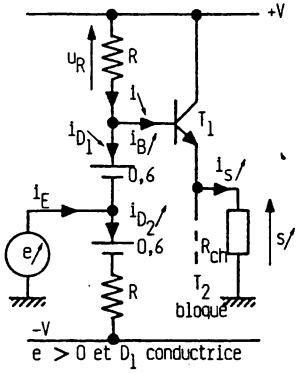



**Figure 2.11**

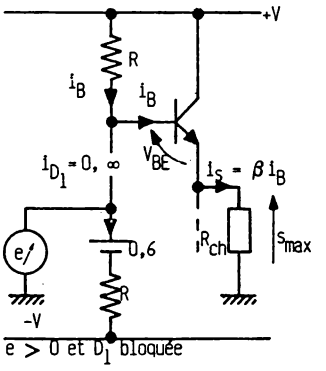



**Figure 2.12**

bloqué, la diode $D_2$ est toujours passante alors que $D_1$ voit son courant diminuer. En effet, en utilisant la **loi des variations** nous avons

$$\mathbf{e}\nearrow, s\nearrow, i_S\nearrow, i_{B_1}\nearrow$$

$$\text{mais } u_R\searrow \text{ donc } \mathbf{i}\searrow$$

La loi de Kirchoff nous donne

$$\begin{array}{ccccc} i & = & i_{D_1} & + & i_{B_1} \\ \searrow & & \searrow 0 & & \nearrow \end{array}$$

Le schéma équivalent de la figure 2.9 représentant une fem en guise de diode n'est valable que pour $i_{D_1}$ différent de zéro. Pour $i_{D_1} = 0$, le nouveau schéma équivalent est celui de la figure 2.12 où la diode $D_1$ est bloquée. Le signal d'entrée e peut continuer à augmenter, la tension de sortie est limitée à une valeur $s_{max}$ que nous déterminons par les équations suivantes

$$V = R\, i_B + V_{BE} + R_{ch}\, i_S$$

$$\text{avec } i_S = \beta\, i_B \quad \text{et} \quad s_{max} = R_{max}\, i_S$$

La première équation nous donne $i_B$

$$i_B = \frac{V - V_{BE}}{R + \beta\, R_{ch}}$$

que nous reportons dans la deuxième

$$s_{max} = R_{ch}\beta\, i_B = R_{ch}\beta\, \frac{V - V_{BE}}{R + \beta\, R_{ch}}$$

cette relation mise sous la forme

$$s_{max} = (V - V_{BE})\, \frac{\beta\, R_{ch}}{R + \beta\, R_{ch}}$$

indique que $s_{max}$ dépend d'un diviseur de tension représenté sur la figure 2.13. Pour que la dynamique de sortie maximale $s_{max}$ soit la plus grande possible, il faut que R soit très petit devant $\beta R_{ch}$ mais pas trop pour ne pas affecter la résistance d'entrée du montage. N'oublions pas que la puissance de sortie est proportionnelle au carré de la tension. En adoptant la règle du dixième déjà citée, nous nous imposons

$$R = \frac{\beta R_{ch}}{10}$$

**Cette relation est une approche car, si le β du transistor et la résistance de charge sont très grands, la valeur de résistance R risque d'être trop élevée et le courant dans les diodes de translation insuffisant. En pratique, cette polarisation par résistances R est peu utilisée mais elle est bien utile pour la compréhension du fonctionnement.**

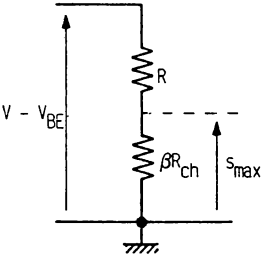



**Figure 2.13**

### 2.1.3.2. Caractéristiques essentielles

Présentons d'abord les paramètres électriques. Par rapport aux éléments du paragraphe 2.1.2.2, seule la résistance d'entrée est modifiée à cause du pont de polarisation. Ainsi

$$R_e = R // R // \beta R_{ch}$$

comme

$$\beta R_{ch} = 10 R$$

on en déduit

$$R_e \simeq R/2$$

$$G_{vo} \simeq 1$$

et

$$R_s \simeq 0 \quad \text{ou} \quad R_s \simeq \frac{R_i}{\beta}$$

avec $R_i$ résistance interne du générateur d'attaque.

La dynamique de sortie maximale a été présentée précédemment. Comme $R = \beta R_{ch}/10$, on peut écrire

$$s_{max} \simeq \frac{V - V_{BE}}{1{,}1}$$

### 2.1.3.3. Exemple de calcul

Nous déterminons les éléments de l'amplificateur de la figure 2.10 pour une alimentation de ± 15V et une résistance de charge de 500 Ω. Cet exemple peut correspondre à l'étage de sortie d'un amplificateur opérationnel simplifié.

**Comme pour toute conception de montage il faut connaître le gain en courant β des transistors donc « positionner » celui-ci rapidement en $V_{CE_{max}}$, $I_{C_{max}}$, et surtout en puissance dissipée $P_T$. Rappelons l'ordre de grandeur classique du $\beta_{min}$ des transistors :**

| $P_{max}$ | 800 mW | 10 à 50 W | 100 W | Commutation |
|---|---|---|---|---|
| $\beta_{min}$ | 100 | 50 | 20 | 10 |

Dans notre exemple, si on considère une dynamique maximale de 15 V (ce qui n'est pas possible en réalité), la puissance de sortie associée en régime sinusoïdal est

$$P_{s_{max}} = \frac{\left(\frac{15}{\sqrt{2}}\right)^2}{500} = 0{,}225 \text{ W ou } 225 \text{ mW}$$

En supposant un rendement défavorable de 0,5, la puissance dissipée dans les transistors est aussi de 225 mW. Pour un transistor nous aurons

$$P_T = 112{,}5 \text{ mW}$$

$$V_{CE_{max}} = 30 \text{ V}$$

$$I_{C_{max}} = \frac{15}{500} = 0{,}03\text{A} = 30 \text{ mA}$$

Ainsi les transistors du type 2N 1711 et 2N 2904 ou BC 327 et BC 337 peuvent largement suffire, car leurs limites sont

$$P_{T_{max}} = 800 \text{ mW ou } 600 \text{ mW}$$

$$V_{CE_{max}} \simeq 60\text{V}$$

$$I_{C_{max}} \simeq 600 \text{ mA}$$

A cette puissance maximale « constructeur » de 800 mW, correspond un $\beta_{min}$ de 100. Ainsi pour notre exemple

$$R = \frac{\beta R_{ch}}{10} = 5\ k\Omega$$

$$R_e = 2\,500\ \Omega$$

$$G_{v_0} \simeq 1$$

et

$$R_s \simeq 0 \quad \text{ou} \quad R_s \simeq \frac{R_i}{\beta}$$

($R_i$ = résistance interne du générateur d'attaque).

**Ces caractéristiques sont presque acceptables mais un inconvénient majeur apparaît, c'est le courant de repos exagéré et l'emballement thermique associé présentés dans la section suivante.**

## 2.1.4. LIMITATION DU COURANT DE REPOS

### 2.1.4.1. Détermination du courant de repos et de la puissance dissipée dans les transistors

A partir de l'exemple précédent et du schéma de la figure 2.14, on déduit la valeur des courants de repos. Aux bornes de la résistance R (pour la partie supérieure du schéma) apparaît une tension voisine de V = 15 volts donc un courant de 3 mA. Celui-ci se partage dans les deux jonctions de diode et base-émetteur de $T_1$. En supposant que ces jonctions sont identiques (même

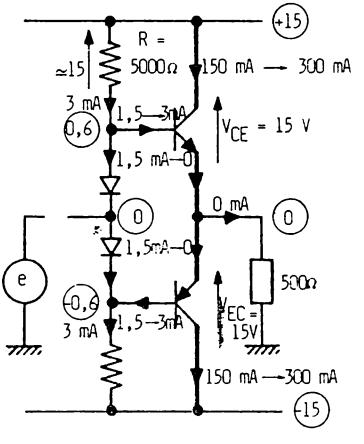



Figure 2.14

seuil de conduction) et sachant que la tension à leurs bornes est commune, nous avons $I_D = I_B = 1{,}5$ mA.

Il s'en suit que $I_C = 150$ mA et $P_T = 2{,}25$ W.

**La puissance dans les transistors est exagérée et accentuée par l'emballement thermique.** En effet, la température du transistor augmente, sa tension de seuil diminue alors que celle de la diode reste constante (très faible puissance dans celle-ci). Le courant de base $I_B$ passe rapidement de 1,5 mA à 3 mA. La puissance dissipée dans chaque transistor évolue de 2,25 W à 4,5 W et même plus car le $\beta$ augmente en fonction de la température. **Dans ces conditions les deux transistors (ou un seul) se détruisent pratiquement instantanément.**

Pour remédier à ce défaut, on pourrait :

— augmenter la valeur de la résistance R mais la dynamique de sortie serait trop faible,

— prendre des transistors de puissance beaucoup plus importante, ce qui serait aberrant.

En réalité la stabilité thermique et celle du point de repos sont obtenues en ajoutant des résistances stabilisatrices d'émetteurs $R_E$ (figure 2.15). Ces résistances sont définies de deux manières différentes :

— à partir de la dynamique maximale, méthode rapide et qui aboutit à un résultat à peu près correct, en tout cas pratique,

— à partir de la stabilité thermique définie par boucle d'asservissement.

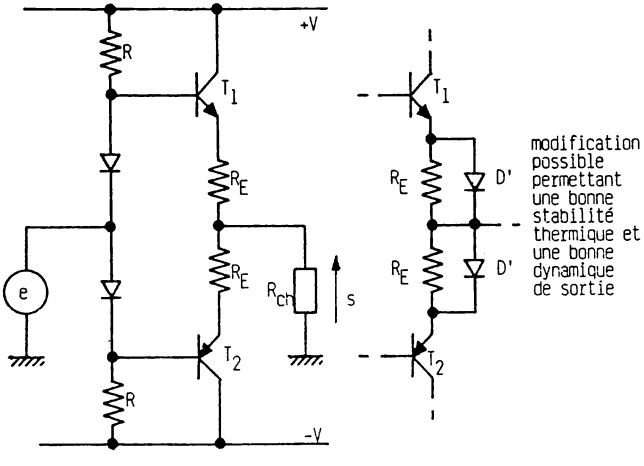



**Figure 2.15**

### 2.1.4.2. Détermination pratique de la résistance $R_E$

Tout comme pour la résistance R, on définit $R_E$ à partir de la dynamique de sortie maximale. Lorsque le signal d'entrée e(t) est positif, $T_1$ conduit et

$T_2$ est bloqué. L'une des deux résistances $R_E$ se trouve en série avec la résistance de charge, et l'association de ces deux éléments forment un diviseur de tension. Pour que la dynamique de sortie soit suffisante, il faut $R_E \ll R_{ch}$.

Si on adopte la règle du dizième, on aura

$$R_E \simeq R_{ch}/10$$

**Remarque.** Rappelons que la règle du dixième est une règle d'approche. Nous verrons, dans les applications numériques, qu'elle peut être insuffisante pour des tensions d'alimentation relativement élevées. Cependant cette relation est assez bien vérifiée dans les schémas d'applications. Il faudra toutefois comparer la valeur de la résistance $R_E$ obtenue par cette méthode pratique avec celle trouvée théoriquement. C'est ensuite l'expérience qui guidera le choix de la méthode.

### 2.1.4.3. Détermination théorique de la résistance $R_E$

La figure 2.16 représente la partie positive du push-pull. Pour simplifier, on considère que la tension U aux bornes de la diode est constante et que la température ambiante $\theta_a$ n'évolue pas. Deux relations sont alors utilisées.

**La loi d'Ohm électrique :**

$$U = V_{BE} + R_E I_C \qquad (I_C \simeq I_E)$$

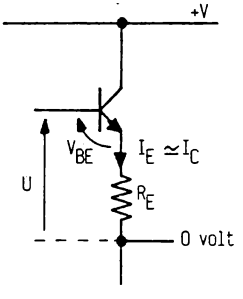



**Figure 2.16**

Comme l'emballement thermique considéré précédemment est lié à l'augmentation de la température des jonctions $\theta_j$ du transistor, nous dérivons l'expression précédente par rapport à $\theta_j$

$$\frac{d}{d\theta_j} U = \frac{d}{d\theta_j} V_{BE} + R_E \frac{d}{d\theta_j} I_C$$

La tension U étant constante, on obtient

$$0 = \frac{dV_{BE}}{d\theta_j} + R_E \frac{dI_C}{d\theta_j}$$

Nous savons que la tension de seuil d'une jonction diminue d'environ 2 mV par degré Celsius

$$\frac{dV_{BE}}{d\theta_j} \simeq -2.10^{-3}$$

il s'en suit :

$$2.10^{-3} = R_E \frac{dI_C}{d\theta_j}$$

soit

$$dI_C = \frac{2.10^{-3}}{R_E} d\theta_j$$

**La loi d'Ohm thermique**

$$\theta_j - \theta_a = R_{th_{ja}} . P$$

expression vue au paragraphe 1.5.4.1. où $R_{th_{ja}}$ représente la résistance thermique jonction-ambiante et P la puissance dissipée dans le transistor. Si on utilise la méthode des différentielles, l'expression précédente devient

$$d\theta_j = R_{th_{ja}} dP$$

($d\theta_a = 0$ puisque nous avons considéré que la température ambiante était constante).

La puissance dissipée dans le transistor non saturé est approximativement

$$P = V_{CE} I_C$$

soit

$$dP = V_{CE} . dI_C + I_C . dV_{CE}$$

Si on considère le cas statique où $V_{CE} = V$, on obtient

$$dP = V_{CE} . dI_C$$

ainsi

$$d\theta_j = R_{th_{ja}} . V . dI_C$$

Les deux expressions différentielles se regroupent en un schéma-bloc représenté sur la figure 2.17. C'est un système bouclé qui est stable (pas d'emballement thermique) pour un gain de boucle inférieur à 1

$$\frac{2.10^{-3}}{R_E} . V . R_{th_{ja}} < 1$$

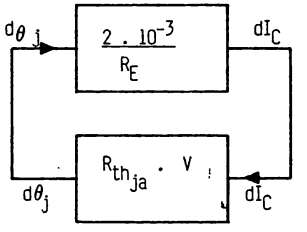



**Figure 2.17**

On en déduit l'inégalité suivante

$$R_E > 2.10^{-3}.V.\ R_{th_{ja}}$$

**Remarque.** On peut améliorer la stabilité thermique en augmentant la valeur des résistances $R_E$. Mais comme la dynamique de sortie s'en trouve diminuée on connecte à leurs bornes des diodes D' représentées à droite du schéma de la figure 2.15. Cette modification apporte une non-linéarité qui est plus ou moins atténuée par la contre-réaction.

### 2.1.4.4. Application numérique

Prenons l'exemple du paragraphe 2.1.3.3. Pour une résistance de charge de 500 Ω, nous avons utilisé des transistors quasi complémentaires 2N 1711 et 2N 2904. Leur résistance thermique vaut $R_{th_{ja}} = \dfrac{200 - 25}{0,8} \simeq 220$ °C W (différence de température $\theta_j - \theta_a$ extrêmes divisée par la puissance dissipable voir paragraphe 1.5.4.2). Le calcul de la résistance $R_E$ est effectué par les deux méthodes :

**méthode pratique :** $R_E = \dfrac{R_{ch}}{10} = 50\ \Omega$

**méthode théorique :** $R_E > 2.10^{-3}.\ 15.2,2.10^2 = 66\ \Omega$.

**Ce résultat indique que, dans certains cas, la méthode pratique peut s'avérer trop juste.**

### 2.1.4.5. Nouvelles caractéristiques de l'amplificateur

Les paramètres électriques restent très voisins de ceux du paragraphe 2.1.3.2.

$$R_e \simeq R/2$$

$$G_{v_0} \simeq 1$$

$$R_s \simeq R_E \qquad \text{ou} \qquad R_s \simeq R_E + \frac{R_i}{\beta}$$

La résistance interne $R_i$ des générateurs d'attaque est souvent importante ; $R_E$ est alors d'influence négligeable. Nous verrons au chapitre 5 que, de toute façon, la résistance de sortie de l'amplificateur sera toujours négligeable à cause de l'influence de la contre-réaction.

La nouvelle dynamique de sortie maximale dépend des résistances stabilisatrices $R_E$. En considérant le diviseur de tension équivalent nous avons

$$s_{max} = (V - V_{BE}) \frac{\beta R_{ch}}{R + \beta R_E + \beta R_{ch}}$$

ou encore

$$s_{max} \simeq \frac{V - V_{BE}}{1{,}2}$$

à cause de l'application de la règle du dixième.

### 2.1.4.6. Insuffisance du montage

Le montage de la figure 2.15 est acceptable pour des puissances bien inférieures au watt. Mais comme on parle « puissance », on se situe bien au-delà de ces valeurs.

**Prenons un exemple.** Déterminons les éléments et caractéristiques d'un amplificateur de sortie alimenté par ± 15 V et chargé par une résistance de 4 Ω. Il faut d'abord situer les transistors. Pour 15 V d'alimentation et 4 Ω de charge, l'intensité de sortie est de plusieurs ampères. Il faut des transistors de forte puissance. Leur $\beta_{min}$ est voisin de 20.

La valeur des résistances autour de cet étage est

$$R_E \simeq 0{,}4\ \Omega \quad \text{et} \quad R \simeq \beta\, R_{ch}/10 = 8\ \Omega$$

Les paramètres électriques deviennent

$$R_e \simeq R/2 = 4\ \Omega$$
$$G_{v_0} \simeq 1$$
$$R_s \simeq 0{,}4\ \Omega$$

**On voit de suite l'aberration d'un tel montage qui donne un gain en puissance inférieur à 1 et un courant excessif dans les diodes, donc complètement inutile.** Il faut apporter des améliorations technologiques mais nous ne les aborderons qu'au paragraphe 2.4 car il faut d'abord étudier les méthodes d'attaque des montages push-pull séries (paragraphe 2.2) puis connaître le comportement d'une liaison capacitive en sortie dans le cas où il n'y a qu'une seule alimentation (paragraphe 2.3).

### 2.1.4.7. Exercices

***Exercice* 1.** A partir de l'amplificateur élémentaire de la figure 2.15, pour des alimentations ± V = ± 20 volts et une résistance de charge de 200 Ω, déterminer les éléments de montage, la puissance de sortie maximale, le rendement maximum et les paramètres électriques de l'amplificateur.

**Solution**

Le courant de sortie associé à la résistance de charge de 200 Ω et des alimentations de ± 20 V vaut, dans le cas de l'amplificateur idéalisé du paragraphe 2.1.2, 0,1A. La puissance de sortie maximale théorique associée est donc :

$$P_{s_{max}} = \frac{\left(\frac{20}{\sqrt{2}}\right)^2}{200} = \frac{400}{400} = 1\text{W}$$

Dans ces conditions, nous sommes en présence de transistors de faible puissance donc un $\beta_{min} \simeq 100$ (transistors déjà cités 2N 1711 et 2N 2904). On détermine rapidement les éléments

$$RE = R_{ch}/10 = 20\,\Omega$$

$$R = \beta R_{ch}/10 = 2\,000\,\Omega$$

La dynamique de sortie maximale réelle est définie par

$$s_{max} = \frac{20 - 0{,}6}{1{,}2} = 16{,}16\text{ V}$$

et la puissance maximale en régime sinusoïdal pour

$$P_{s_{max}} = \frac{\left(\frac{16{,}16}{\sqrt{2}}\right)^2}{200} = 0{,}65\text{ W}$$

L'alimentation fournit de l'énergie à la charge au travers des transistors et à la polarisation,

$$P_f = 2\text{ V}.\, i_{C_{moy}} + 2\text{ V}.\, I_R = 2\text{ V}\,(i_{C_{moy}} + I_R)$$

où $i_{C_{moy}}$ représente le courant moyen dans le transistor

$$i_{C_{moy}} = \frac{i_{Smax}}{\pi} = \frac{16{,}16}{200.\,\pi} = 0{,}025\text{ A} = 25\text{ mA}$$

et $I_R$, le courant dans le pont de polarisation.

$$I_R = \frac{20 - 0{,}6}{R} = \frac{19{,}4}{2\,000} = 0{,}0097\text{ A} = 9{,}7\text{ mA}$$

$$P_f = 40\,(34{,}7.10^{-3}) = 1{,}388\text{ W}$$

Le rendement est alors

$$\eta = \frac{P_s}{P_f} = \frac{0{,}65}{1{,}388} = \mathbf{0{,}468}$$

Les paramètres électriques sont

$$\mathbf{R_e \simeq R/2 = 1\,000\ \Omega}$$

$$\mathbf{G_{v_0} \simeq 1}$$

$$\mathbf{R_s \simeq R_E = 20}$$

**Remarques.** Ce rendement est mauvais pour deux raisons :
— la dynamique de sortie maximale est inférieure à V,
— le pont de polarisation travaille avec un courant moyen important ($\simeq$ **10 mA**) alors que le courant de base maximum nécessaire est

$$i_{S_{max}}/\beta = \frac{16{,}16/200}{100} \simeq \mathbf{0{,}8\ mA}$$

Cet exercice montre que la polarisation des diodes par résistances est défavorable car le rendement est très réduit et la résistance d'entrée très faible.

On peut aussi souligner que le fort courant dans les diodes peut imposer une valeur trop importante du courant de repos dans les transistors (voir exercices suivants). L'amplificateur de puissance réel, push-pull série, sera celui proposé au paragraphe 2.4.

***Exercice* 2.** Avec les éléments de l'exercice précédent

V = 20 V, $R_{ch}$ = 200 Ω, $R_E$ = 20 Ω, transistors 2N 1711 et 2N 2904

et en utilisant le schéma de la figure 2.18 :

— Déterminer les expressions littérales permettant d'obtenir la valeur du courant de repos $I_{C_0}$ et la température de jonction $\theta_j$ en fonction de la tension U aux bornes de la diode. Applications numériques, V = 0,6 V, 0,65 V, 0,7 V, 0,8 V et $\theta_a$ = 25 °C.

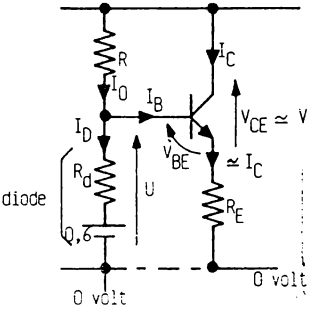



Figure 2.18

— Montrer littéralement et numériquement (pour des diodes 1N 4005 et 1N 4148) que le courant de base $I_B$ est négligeable devant le courant $I_D$. Montrer aussi que la tension U est directement en relation avec $I_0$, le courant de polarisation circulant dans la résistance R.

**Solution**

**Pour U constant,** les équations sont

$$U = V_{BE} + R_E I_{C_0}$$

$$V_{BE} = 0{,}6 - 2.10^{-3}\,\Delta\theta_j \qquad \left\{ \begin{array}{l} 0{,}6\text{ V de seuil à }25\text{ °C} = \theta_a \\ \Delta\theta_j = \theta_j - \theta_a \end{array} \right.$$

$$\Delta\theta_j = P.\,R_{th_{ja}}$$

$$P = V_{CE_0} I_{C_0}$$

Ces équations regroupées donnent

$$U = (0{,}6 - 2.10^{-3}\,\Delta\theta_j) + 20.\frac{P}{20}$$

$$U = (0{,}6 - 2.10^{-3}.P.\,220) + P \qquad \text{car } R_{th_{ja}} = 220\text{ °C/W}$$

$$U - 0{,}6 = P\,(1 - 0{,}44) = 0{,}56\,P$$

soit

$$\mathbf{P = \frac{U - 0{,}6}{0{,}56}}, \quad \mathbf{I_{C_0} = \frac{P}{20}} \quad \text{et} \quad \mathbf{\theta_j = P.\,R_{th_{ja}} + 25}$$

L'application numérique devient

**U = 0,6 V**

$$P = 0 \quad I_{C_0} = 0 \quad \theta_j = 25\text{ °C}$$

**U = 0,65 V**

$$P = \frac{0{,}05}{0{,}56} = 0{,}09\text{ W} \quad I_{C_0} = 4{,}5\text{ mA} \quad \theta_j = 45\text{ °C}$$

**U = 0,7 V**

$$P = \frac{0{,}1}{0{,}56} = 0{,}18\text{ W} \quad I_{C_0} = 9\text{ mA} \quad \theta_j = 65\text{ °C}$$

**U = 0,75 V**

$$P = \frac{0{,}15}{0{,}56} = 0{,}27\text{ W} \quad I_{C_0} = 13{,}5\text{ mA} \quad \theta_j = 85\text{ °C}$$

**U = 0,8 V**

$$P = \frac{0.2}{0{,}56} = 0{,}36\text{ W} \quad I_{C_0} = 18\text{ mA} \quad \theta_j = 105\text{ °C}$$

**Pour $I_0$ constant,** les équations deviennent

$$I_0 = I_D + I_B$$

$$U = 0{,}6 + R_D I_D$$

**On suppose β constant = 100,** $I_C = \beta I_B$

$$0{,}6 + R_D (I_0 - I_B) = 0{,}6 + 0{,}56\,P \quad \text{avec} \quad P = V_{CE} I_C$$

$$0{,}6 + R_D (I_0 - I_B) - 0{,}6 = 0{,}56\,V\,\beta\,I_B$$

ainsi

$$R_D I_0 = I_B (0{,}56.V.\beta + R_D)$$

comme $R_D$, résistance directe de la diode, est négligeable devant le terme 0,56 V β

$$I_B = \frac{R_D I_0}{0{,}56.V.\beta} = \frac{R_D I_0}{1120}$$

Cette expression montre que le courant $I_B$ est très inférieur à $I_0$, courant de polarisation. Traitons les applications numériques. Deux diodes sont proposées et leurs caractéristiques pour $\theta_a = 25$ °C sont les suivantes

| | | |
|---|---|---|
| IN 4005 | $\left\{ \begin{array}{l} V = 0{,}6 \quad \text{pour} \quad I = 0 \\ V = 1{,}1\ V \quad \text{pour} \quad I = 1\ A \end{array} \right\}$ | $R_D = 0{,}5\ \Omega$ |
| IN 4148 | $\left\{ \begin{array}{l} V = 0{,}6\ V \quad \text{pour} \quad I = 0 \\ V = 1{,}1\ V \quad \text{pour} \quad 100\ mA \end{array} \right\}$ | $R_D = 5\ \Omega$ |

Pour un courant de polarisation de 10 mA, on peut en déduire le courant collecteur de repos :

**diode 1N 4005**

$$I_B = \frac{0{,}5.\ 10^{-2}}{1\ 120} = 4{,}46.10^{-6} = 4{,}46\ \mu A$$

donc $I_{C_0} = 0{,}446$ mA, $P = V_{CE_0} I_{C_0} = 9$ mW et $\theta_j = 27$ °C

**diode 1N 4148**

$$I_B = \frac{5.\ 10^{-2}}{1120} = 44{,}6.10^{-6} = 44{,}6\ \mu A$$

**donc** $I_{C_0} = 4{,}46$ mA, $P = 90$ mW et $\theta_j = 45$ °C.

Nous pouvons vérifier ces dernières valeurs en calculant celle de U et en utilisant les résultats de la question précédente

$$U = 0{,}6 + R_D I_0 = 0{,}65\ V$$

soit $I_{C_0} \simeq 4{,}5$ mA, $P \simeq 0{,}09$ W et $\theta_j = 45$ °C.

Il y a bien correspondance.

**Remarques**

— Cet exercice indique que plus le courant de polarisation est important, plus le courant de repos $I_{C_0}$ l'est aussi.

— Le choix de la diode est fondamental. Celle-ci doit présenter une résistance dynamique la plus faible possible.

— On peut régler le courant de repos $I_{C_0}$ en utilisant les artifices cités au paragraphe 2.4.5.

— Pour différentes applications, on préférera utiliser les classes B ou F associées à une contre-réaction efficace (voir chapitre 5).

## 2.2. ATTAQUE DES AMPLIFICATEURS PUSH-PULL SÉRIE

En pratique, l'étage push-pull de sortie est « piloté » par un étage « driver » qui est :

— soit un amplificateur opérationnel,

— soit un montage émetteur commun à transistor bipolaire.

Ce montage « driver » doit présenter une dynamique de sortie identique à celle du push-pull à cause du gain en tension voisin de 1 de celui-ci.

### 2.2.1. PUSH-PULL SÉRIE PILOTÉ PAR UN AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL (figure 2.19)

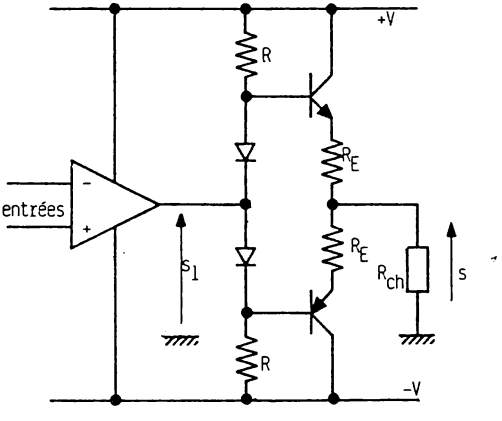



**Figure 2.19**

#### 2.2.1.1. Présentation

Le push-pull de sortie est celui de la figure 2.15. Il est polarisé par deux résistances R qui seront remplacées par d'autres éléments étudiés au paragraphe 2.4. L'amplificateur opérationnel est alimenté par les mêmes

tensions que l'amplificateur de puissance. La sortie $s_1$ atteint une valeur maximale qui permet d'assurer une bonne commande de l'amplificateur de puissance. Une limitation apparaît toutefois : la tension totale d'alimentation. On sait qu'un amplificateur opérationnel « qualité commerciale » est limité à ± 18V. Cette limite devient celle du montage complet. Des améliorations possibles sont présentées au paragraphe 2.4.6.

### 2.2.1.2. Caractéristiques électriques

L'amplificateur opérationnel seul présente les paramètres suivants (voir ouvrage *Amplificateurs opérationnels*)

$r_{e_{diff}} \simeq 1M\Omega$, résistance d'entrée différentielle pour un 741

$A_0 \simeq 10^5$, gain en tension statique

$r_s \simeq 100\ \Omega$, résistance de sortie

Les paramètres électriques de l'ensemble deviennent

$$R_e = 10^6\ \Omega$$

$$G_{v_0} = 10^5$$

$$R_s = \frac{100}{\beta} + R_E \text{ , valeur faible}$$

La dynamique de sortie maximale $s_{max}$ est symétrique et définie par la relation déjà vue

$$s_{max} = (V - V_{BE}) \frac{\beta R_{ch}}{R + \beta R_E + \beta R_{ch}} \simeq \frac{V - V_{BE}}{1{,}2}$$

lorsque l'amplificateur opérationnel se sature correctement, sinon

$$s_{max} \simeq s_{1\,max} \cdot \frac{R_{ch}}{R_E + R_{ch}} \simeq \frac{s_{1\,max}}{1{,}1}$$

## 2.2.2. PUSH-PULL SÉRIE PILOTÉ PAR ÉMETTEUR COMMUN (figure 2.20)

### 2.2.2.1. Présentation

Le schéma de la figure 2.20 a, est celui qui vient le premier à l'esprit. Une analyse rapide permet de voir que la résistance $R_C$ est en parallèle avec

R supérieure et le transistor $T_3$ avec R inférieure. En réalité on combine l'ensemble de façon que le montage émetteur commun soit en même temps polarisateur de l'étage push-pull de sortie. Ceci est indiqué par la figure 2.20 b.

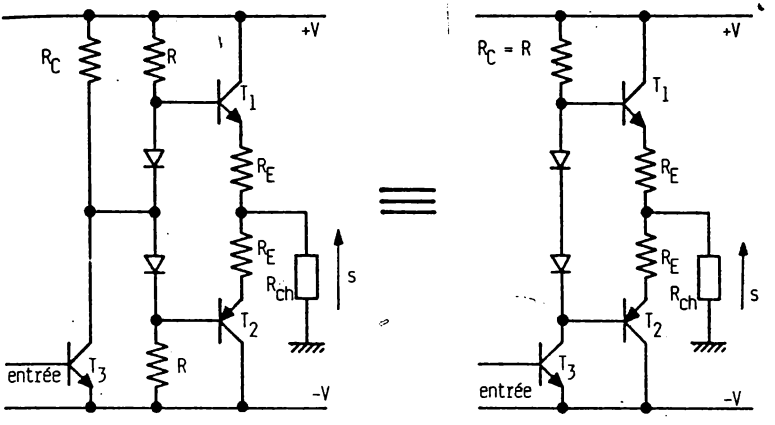



**Figure 2.20**

### 2.2.2.2. Caractéristiques électriques

Le montage émetteur commun travaille en classe A grands signaux. Il présente une distorsion importante qui sera compensée par l'effet de contre-réaction générale (voir chapitre 5). Si on admet que ses paramètres sont ceux de l'émetteur commun petits signaux, alors :

$$r_e \simeq h_{11}, \text{ résistance d'entrée partielle}$$

$$A_0 \simeq -40\, R_C I_C = -40\, R I_C$$

$$r_s = R_c = R, \text{ résistance de sortie partielle}$$

Les paramètres électriques de l'ensemble deviennent :

$$\mathbf{R_e = h_{11}}$$

$$\mathbf{G_{v_0} = -40\, R I_C}$$

$$\mathbf{R_s = \frac{R}{\beta} + R_E}$$

La dynamique de sortie maximale est dissymétrique.

— **Pour l'alternance de sortie positive,** il y a une chute de tension dans R ($T_3$ bloqué)

$$s_{max.} = (V - V_{BE}) \frac{\beta R_{ch}}{R + \beta R_E + \beta R_{ch}} \simeq \frac{V - V_{BE}}{1{,}2}$$

— **Pour l'alternance de sortie négative,** le transistor $T_3$ est saturé :

$$s_{max-} \simeq (V - V_{BE}) \frac{R_{ch}}{R_E + R_{ch}} \simeq \frac{V - V_{BE}}{1{,}1}$$

Cette dissymétrie sera compensée en remplaçant la résistance R par un générateur à courant constant ou par un montage bootstrapp (paragraphe 2.4.3), alors :

$$s_{max} \simeq \frac{V - V_{BE}}{1{,}1} = s_{max+} = s_{max-}$$

## 2.2.3. PUSH-PULL SÉRIE PILOTÉ PAR TRANSFORMATEUR

Le montage de la figure 2.21 représente un amplificateur push-pull série utilisant deux transistors NPN polarisés en classe AB. Chaque transistor travaille en émetteur commun de puissance et est piloté par un double secondaire de transformateur. Lorsque $T_1$ est commandé pour la conduction,

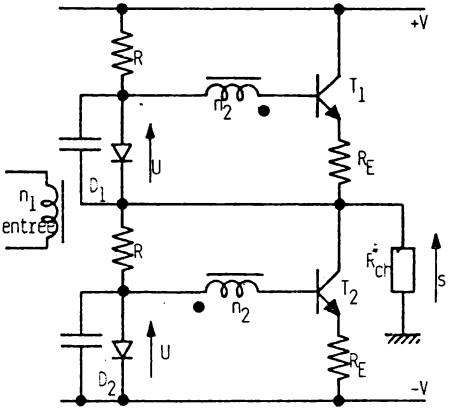



**Figure 2.21**

$T_2$ l'est pour le blocage car les deux enroulements fournissent des tensions opposées (point de repérage inversé). Ce type de push-pull utilisé comme amplificateur pour servomécanismes, est présenté dans le chapitre 6 et peut fonctionner en commutation. Deux avantages fondamentaux sont liés à ce principe utilisant des transistors NPN :

rapidité de fonctionnement accrue,
tension d'alimentation importante.

## 2.2.4. EXERCICES

*Exercice* **1.** Un amplificateur push-pull série alimenté par deux sources continues est chargé par une résistance équivalente de 100 Ω. Prévoir l'amplificateur « driver » pour des puissances de sortie en régime sinusoïdal de 0,5 W puis de 2 W.

**Solution**

En régime sinusoïdal, la puissance est

$$P_s = \frac{S_{eff}^2}{R_{ch}}$$

On en déduit la valeur de la tension efficace de sortie

$$S_{eff} = \sqrt{P . R_{ch}}$$

et la valeur crête

$$s_{max} = S_{eff} . \sqrt{2}$$

**Pour P = 0,5 W**

$$S_{eff} = \sqrt{0,5.100} \simeq 7 \text{ V}$$

et

$$s_{max} = 7\sqrt{2} = 9,9 \text{ V}$$

Pour obtenir cette dynamique, il faut que les alimentations soient de valeurs légèrement supérieures. Comme

$$s_{max} = \frac{V - V_{BE}}{1,2} \text{ avec } V_{BE} \simeq 0,6 \text{ V}$$

il vient

$$9,9 = \frac{V - 0,6}{1,2} \quad \text{soit} \quad V = 12,48 \text{ V}$$

L'amplificateur push-pull de sortie peut donc être piloté par un amplificateur opérationnel et l'ensemble alimenté par deux sources continues de ± 12,48 V minimum.

**Pour P = 2 W,** la puissance est quadruplée donc la tension de sortie maximale doublée

$$s_{max} = 18.8 \text{ volts} \quad \text{et} \quad V = 24,96 \text{ volts}$$

Cette tension importante impose comme « driver » :

— soit un montage émetteur commun,

soit un amplificateur opérationnel haute tension (voir chapitre 7).

*Exercice* 2. Un amplificateur de puissance est alimenté par $\pm V = \pm 30$ volts. Le schéma est celui de la figure 2.20b. En ne tenant pas compte des effets thermiques et en considérant que les trois transistors présentent le même gain en courant $\beta = 100$, déterminer :

— la valeur des résistances $R_E$ et $R_C$,

— les caractéristiques électriques de l'ensemble.

On prendra comme résistance de charge $R_{ch} = 200\ \Omega$.

**Solution**

La valeur des résistances est

$$R_E = \frac{R_{ch}}{10} = 20\ \Omega, \text{ méthode pratique}$$

$$R = \frac{\beta R_{ch}}{10} = 2\,000\ \Omega = R_C$$

Le transistor $T_3$ travaille avec un courant collecteur voisin de $\frac{30}{2\,000} = 15.10^{-3} = 15$ mA et un courant de base de 150 µA. Les paramètres électriques du premier étage sont

$$r_e = \text{“}h_{11}\text{”} = \frac{\beta}{40\ I_C} = \frac{100}{40.15.10^{-3}} = 166\ \Omega$$

$$A_O = 40\ R_C\ I_C = 1\,200$$

$$r_s = R_C = 2\,000\ \Omega$$

Comme il n'y a pas d'influence du push-pull sur le montage émetteur commun, les paramètres électriques de l'ensemble deviennent

$$R_e = r_e = 166\ \Omega$$

$$G_{v_o} = 1\,200.1 = 1\,200$$

$$R_s = \frac{R_C}{\beta} + R_E = 20\ \Omega$$

**Remarque.** La résistance dynamique de sortie de ce montage est grande. Rappelons qu'en pratique, elle est diminuée grâce à la contre-réaction (chapitre 5).

## 2.3. PUSH-PULL SÉRIE A LIAISON CAPACITIVE DE SORTIE
(figure 2.22)

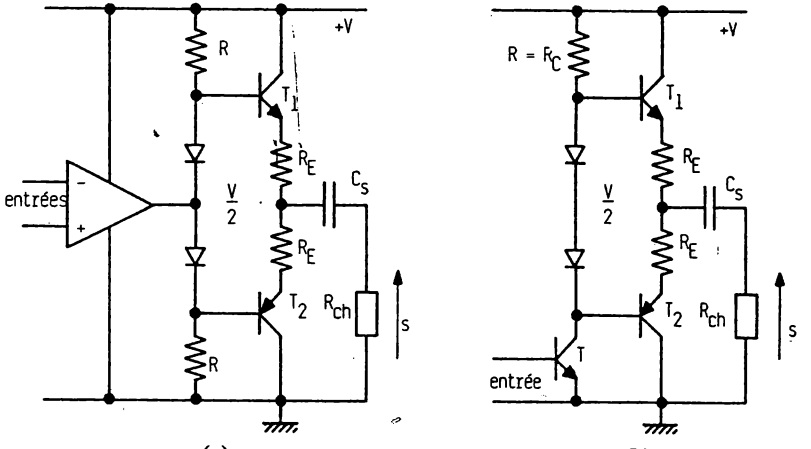



**Figure 2.22**

Lorsque l'amplificateur est alimenté par une seule source continue (alimentation dissymétrique), la liaison avec la charge est obligatoirement capacitive. Le point de repos de sortie du push-pull est V/2 et la résistance de charge reliée à la masse (zérq électrique).

### 2.3.1. MONTAGE CLASSIQUE

Les figures 2.22 a et b représentent le montage push-pull et sa liaison capacitive avec la charge, pour les deux « drivers » précités.

#### 2.3.1.1. Analyse de fonctionnement

A la mise sous tension de l'ensemble, le condensateur de liaison se charge à la valeur V/2. Comme il joue le rôle de translateur de potentiel, la tension à ses bornes reste quasi constante (l'énergie emmagasinée à la mise sous tension est très grande devant la variation d'énergie en régime variable).

**Variation positive.** Comme l'étage push-pull reste le même que celui étudié précédemment, pour e > 0, le transistor $T_1$ conduit et $T_2$ reste bloqué.

Le schéma de la figure 2.23 représente la « situation » électrique et utilise le schéma de principe du paragraphe 2.1.2. L'énergie apportée à la charge vient de la source. La tension de sortie maximale théorique est

$$V - V/2 = V/2$$

Le condensateur de sortie récupère un quantum d'énergie.

**Variation négative.** Lorsque l'entrée varie négativement, le transistor $T_1$ se bloque et $T_2$ conduit. L'énergie apportée à la charge ne vient plus de la source mais du condensateur qui perd son quantum d'énergie (figure 2.24). La dynamique de sortie maximale est encore V/2 ($T_2$ saturé).

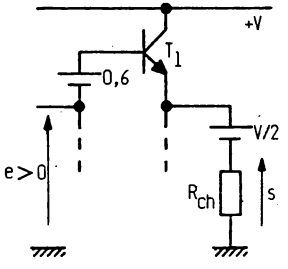



Figure 2.23

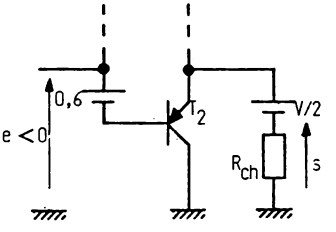



Figure 2.24

### 2.3.1.2. Caractéristiques électriques

La dynamique de sortie crête à crête est V et la tension efficace associée

$$S_{eff} = \frac{V/2}{\sqrt{2}}$$

La puissance de sortie maximale est alors

$$P_{s_{max}} = \frac{\left(\frac{V}{2\sqrt{2}}\right)^2}{R_{ch}} = \frac{V^2}{8\,R_{ch}}$$

Pour déterminer la valeur du rendement, il faut connaître la puissance fournie par l'alimentation à partir des graphes des tensions et courants de la figure 2.25. Le courant maximum fourni par l'alimentation est $V/2R_{ch}$, on en déduit

$$u(\theta) = V$$

$$i(\theta) = \frac{V}{R_{ch}} \sin\theta \quad \text{de } 0 \text{ à } \pi$$

$$= 0 \quad \text{de } \pi \text{ à } 2\pi$$

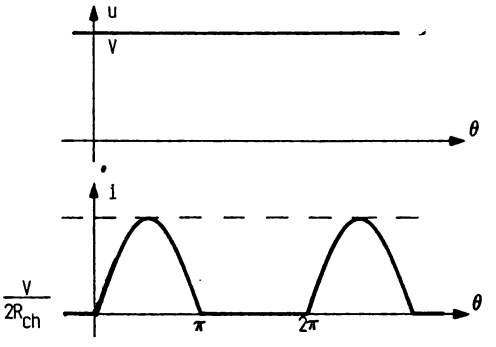



**Figure 2.25**

Ainsi la puissance fournie $P_f$ est

$$P_f = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} V.\frac{V}{2R_{ch}} \sin\theta \, d\theta$$

$$P_f = \frac{V^2}{2\pi R_{ch}}$$

Le rendement est alors

$$\eta_{max} = \frac{P_{smax}}{P_f} = \frac{V^2/8\,R_{ch}}{V^2/2\pi R_{ch}} = \frac{\pi}{4} \simeq 0{,}78$$

On trouve la même valeur que celle calculée au paragraphe 2.1.2.4., avec deux alimentations et une liaison de sortie directe.

Pour les paramètres électriques de ce montage, le seul élément qui diffère par rapport à ceux déjà rencontrés est l'impédance de sortie à cause de la présence du condensateur de liaison. Notons toutefois que si celui-ci est correctement défini, son impédance équivalente est négligeable dans la bande de fréquence de travail.

### 2.3.1.3. Détermination de la valeur de C

Deux méthodes peuvent être utilisées. Elles dépendent de la valeur de la résistance de charge.

**Grande valeur de résistance de charge.** La capacité de liaison C fait partie d'un réseau CR représenté sur la figure 2.26 et ayant la configuration d'un diviseur de tension. Pour que la tension de sortie soit voisine de celle de

l'entrée il faut que l'impédance du condensateur soit très faible devant la valeur de la résistance R. En adoptant la règle du dixième, il vient

$$\frac{1}{C\,\omega_{min}} \leqslant \frac{R}{10} \quad \text{ou} \quad \frac{1}{C\,\omega_{min}} \leqslant \frac{R_{ch}}{10}$$

$\omega_{min}$ représente la pulsation minimale de fonctionnement imposée par la bande passante de l'amplificateur.

**Faible valeur de la résistance de charge.** C'est par exemple le cas d'un haut-parleur pour un amplificateur audiofréquence. Le calcul donne une valeur exagérée du condensateur. On prend alors la bande passante à $-3$ dB. La fonction de transfert du réseau CR est

$$\frac{S(p)}{E(p)} = \frac{RCp}{1 + RCp}$$

et sa représentation en diagramme de Bode se trouve sur la figure 2.27. Si on admet un affaiblissement de 3 dB à la pulsation ou fréquence minimale, nous avons

$$f_{min} = \frac{1}{2\,\pi\,R_{ch}C}$$

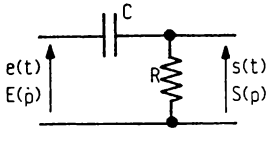



Figure 2.26

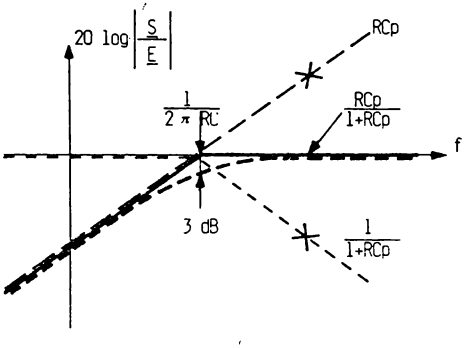



Figure 2.27

A cette relation correspond

$$\frac{1}{C\omega_{min}} = R_{ch}$$

Par cette deuxième méthode, on gagne un coefficient 10 sur la valeur du condensateur (voir exercice suivant).

## 2.3.2. AUTRE SOLUTION

Le montage précédent présente deux inconvénients.

— A la mise sous tension, la résistance $R_{ch}$ est parcourue par le courant de charge du condensateur. C'est le « boum » de mise sous tension des amplificateurs audiofréquences.

— L'alimentation n'intervenant que pour la conduction de $T_1$ (alternance positive du signal d'entrée du push-pull), le courant fourni par celle-ci est important à comparer au montage alimenté par deux sources symétriques.

Ces inconvénients sont éliminés en utilisant un diviseur de tension capacitif représenté sur la figure 2.28. Les deux condensateurs $C'_1$ et $C'_2$ sont de valeurs identiques. Le schéma équivalent en régime variable de l'ensemble laisserait apparaître que ces deux condensateurs sont en parallèle. Leurs valeurs respectives sont donc égales à la moitié de la valeur du condensateur C du montage précédent.

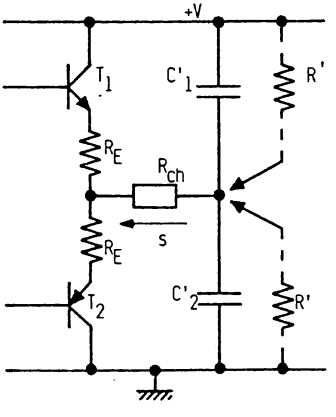



**Figure 2.28**

A la mise sous tension du système, les deux branches constituées par $T_1 - T_2$ et $C'_1 - C'_2$ évoluent en même temps. La résistance de charge n'est donc pas sollicitée. On peut éventuellement équilibrer statiquement les deux condensateurs en connectant à leurs bornes une résistance R'.

Lorsque le transistor $T_1$ conduit ($T_2$ bloqué), le courant dans la charge provient de l'alimentation et du condensateur $C'_1$ ($C'_1$ se décharge et $C'_2$ se charge d'un quantum d'énergie). Lorsque le transistor $T_2$ conduit ($T_1$ bloqué), le courant dans la charge provient de $C'_2$ et de l'alimentation ($C'_2$ se décharge et $C'_1$ se charge). Le courant fourni par la source est alors présent pour chaque alternance du signal traité.

## 2.3.3. EXERCICES

***Exercice* 1.** Un amplificateur audiofréquence est alimenté par une tension de 40 V et est chargé par 4 Ω. La liaison de sortie est capacitive (figure 2.22). Déterminer la valeur du condensateur de deux manières différentes ainsi que la valeur du courant maximum fourni par l'alimentation. La bande passante est 20 Hz – 20 kHz.

**Solution**

**Détermination de la valeur du condensateur**

La première méthode nous donne

$$\frac{1}{C\,\omega_{min}} \leqslant \frac{R_{ch}}{10} \quad \text{ou} \quad C \geqslant \frac{10}{R_{ch}.2\,\pi.f_{min}}$$

soit

$$C \geqslant \frac{10}{4.2\,\pi.20} = \mathbf{20\,000\ \mu F}$$

En utilisant la deuxième méthode (bande passante à 3 dB),

$$f_{min} = \frac{1}{2\,\pi\,R_{ch}C} \quad \text{ou} \quad C = \frac{1}{R_{ch}.2\,\pi.f_{min}}$$

$$\mathbf{C = 2\,000\ \mu F}$$

Cette dernière méthode est utilisée en pratique pour une faible résistance de charge et une faible fréquence de fonctionnement.

Le courant maximum fourni est défini à partir de la tension maximale lorsque le transistor $T_1$ conduit

$$s_{max} \simeq V/2 \quad \text{et} \quad i_{max} \simeq \frac{V/2}{R_{ch}}$$

soit

$$i_{max} \simeq \frac{20}{4} = \mathbf{5A}$$

***Exercice* 2.** L'amplificateur audiofréquence précédent est maintenant celui de la figure 2.28. Déterminer la valeur des condensateurs C′ et le courant maximum fourni par l'alimentation. Quelle serait la valeur des résistances d'équilibrage.

**Solution**

Nous avons déterminé précédemment la valeur de C′ par rapport à C. En adoptant la deuxième méthode de calcul, nous aurons

$$C' = \frac{C}{2} = \mathbf{1\,000\ \mu F}$$

Le courant d'alimentation existant pour chaque alternance, sa valeur maximale est

$$i_{max} = 2{,}5 \text{ A}$$

Les résistances d'équilibrage R' forment un diviseur de tension résistif. Il faut qu'elles soient de valeurs suffisamment faibles devant la résistance de « fuite » des condensateurs. Le constructeur donne dans ce cas un courant de fuite de l'ordre du milliampère. En prenant un courant circulant dans ces résistances de 10 mA, nous avons

$$R' = \frac{20}{0{,}01} = 2 \text{ k}\Omega$$

pour une puissance dissipée de 0,2 W.

## 2.4. AMÉLIORATIONS DU MONTAGE PUSH-PULL SÉRIE ÉLÉMENTAIRE

Le montage élémentaire est celui de la figure 2.15. Il est utilisable pour des puissances inférieures au watt. Au-delà sa résistance d'entrée devient trop faible et son gain en puissance très réduit. Améliorer ce montage revient à augmenter la résistance d'entrée $R_e$, celle-ci étant définie par

$$R_e \simeq R/2 \quad \text{et} \quad R = \frac{\beta R_{ch}}{10}$$

Trois moyens permettent cette augmentation :

— **augmentation du β (montage Darlington),**

— **remplacement de la résistance R par un générateur de courant,**

— **bootstrapp entre la sortie de l'amplificateur et sa polarisation.**

En pratique, on rencontre :

— **pour les amplificateurs continus,** l'association des montages Darlington et du générateur de courant,

— **pour les amplificateurs à fréquence non nulle,** l'association des montages Darlington et bootstrapp.

## 2.4.1. POLARISATION DES DIODES PAR GÉNÉRATEURS DE COURANT

### 2.4.1.1. Schéma de principe (figure 2.29)

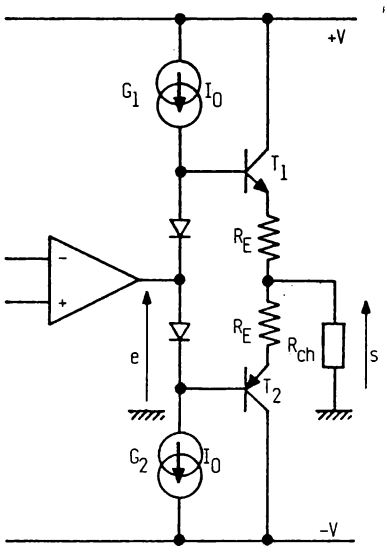



**Figure 2.29**

Pour une attaque en tension symétrique (cas des amplificateurs opérationnels), les deux résistances R sont remplacées par deux générateurs de courant $I_O$. Si ces deux courants n'ont pas la même valeur, leur différence circule vers le générateur d'attaque. Le sens dépend du signe du déséquilibre.

Les paramètres électriques de **cet étage de sortie** deviennent

$$R_e = \beta R_{ch}$$

$$G_{vo} \simeq 1$$

$$R_s \simeq \frac{R_i}{\beta} + R_E$$

Les générateurs de courant permettent d'augmenter la résistance d'entrée de l'étage push-pull. On gagne ainsi un coefficient voisin de 20 par rapport à la polarisation par résistances R. **La valeur du courant $I_O$ est définie à partir du courant de base maximum.** Sachant que les diodes doivent jouer leur rôle

de translateur de potentiel, il faut qu'elles soient toujours parcourues par un courant. Ceci impose

$$I_0 > i_{B_{max}} \quad \text{avec} \quad i_{B_{max}} = \frac{i_{S_{max}}}{\beta} = \frac{s_{max}/R_{ch}}{\beta} \simeq \frac{V/R_{ch}}{\beta}$$

**En pratique, on adopte un coefficient de quelques unités entre $i_{B_{max}}$ et $I_0$ afin de polariser correctement les diodes.**

### 2.4.1.2. Schémas réels

Les générateurs de courant doivent présenter les caractéristiques suivantes :

— courant $I_0$ constant,

— tension minimale à leurs bornes la plus faible possible.

Pour les montages à éléments discrets, on impose une tension constante aux bornes d'une résistance d'émetteurs (voir ouvrage *Composants actifs discrets*). Afin que la tension aux bornes de chaque générateur soit la plus faible possible tout en étant quasi constante, on polarise la base des transistors par deux diodes. L'une compense la tension $V_{BE}$ du transistor, l'autre impose 0,6 V aux bornes de la résistance d'émetteur. La figure 2.30 représente le schéma du générateur supérieur $G_1$, la figure 2.31 celui du générateur inférieur $G_2$. A partir de ces derniers éléments, et pour une résistance $R_E = R_{ch}/10$, on en déduit la dynamique de sortie maximale

$$s_{max} = \left(V - 0{,}6 - V_{BE}\right)\frac{R_{ch}}{R_E + R_{ch}} \simeq \frac{V - 1{,}2}{1{,}1}$$

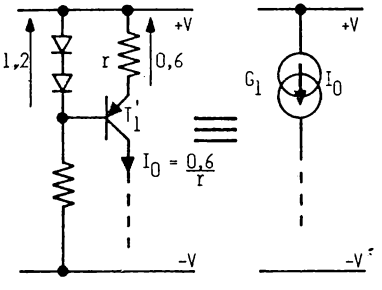



Figure 2.30

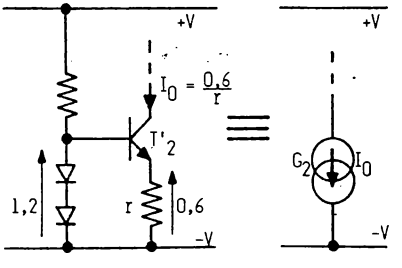



Figure 2.31

### 2.4.1.3. Attaque du push-pull par émetteur commun

Le schéma de principe est indiqué sur la figure 2.32. Lorsque le transistor $T_3$ fonctionnant en émetteur commun est bloqué, nous nous trouvons dans

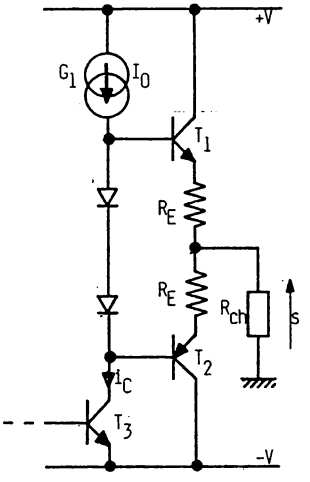



**Figure 2.32**

le cas précédent. Lorsqu'il est tout juste saturé, le courant collecteur doit être égal à

$$I_0 + i_{B_{max}}$$

La dynamique de sortie maximale est très voisine de la précédente. Par contre la résistance de sortie $R_s$ de l'ensemble est infinie. **Cet état de fait montre que nous sommes dans un cas exceptionnel où la sortie de ce montage ne peut pas être représentée par un générateur de Thévenin mais par un générateur de Norton (générateur de courant).**

Sans résistance de charge, le gain en tension de l'ensemble est infini. Avec résistance de charge et en supposant que les transistors présentent un même $\beta$, le gain en tension devient :

$$G_{v_0} = \frac{\beta\,(\beta\,R_{ch})}{h_{11}} = \frac{\beta^2\,R_{ch}}{h_{11}}$$

Cette expression correspond en réalité à des variations « petits signaux ». Pour un complément d'informations, on consultera les exercices suivants.

### 2.4.1.4. Exercices

*Exercice* **1. Impédance interne (parallèle) d'un générateur de courant.** Un générateur de courant à transistor est parfait si on considère ce transistor comme parfait. La résistance parallèle est finie si on tient compte du terme

$1/h_{22}$ souvent appelée ρ. Déterminer la valeur de $R_{eq}$ à partir du schéma de la figure 2.33. Application numérique : $\beta = 100$, $I_0 = 4$ mA, $r = 660\ \Omega$ et $1/h_{22} = 50$ kΩ.

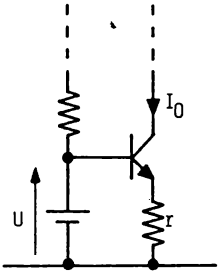



**Figure 2.33**

**Solution**

Le schéma équivalent en régime variable du montage à étudier est représenté sur la figure 2.34. En considérant $i_b \ll i$, on écrit deux équations

$$h_{11}\, i_b + ri = 0$$

et

$$v = \frac{1}{h_{22}}(i - \beta\, i_b) + ri$$

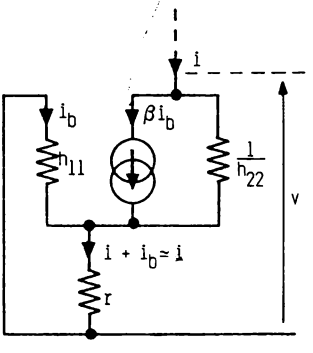



**Figure 2.34**

La première équation fournit $i_b$

$$i_b = -\frac{ri}{h_{11}}$$

valeur que l'on porte dans la deuxième équation

$$v = \frac{1}{h_{22}}\left(i + \frac{r}{h_{11}}\beta\, i\right) + ri$$

On en déduit l'expression de la résistance équivalente

$$R_{eq} = \frac{v}{i} = \frac{1}{h_{22}} + r + \beta \frac{r}{h_{11}} \cdot \frac{1}{h_{22}}$$

En application numérique nous avons :

$$h_{11} = \frac{\beta}{40 I_C} = \frac{100}{40.4.10^{-3}} \simeq 660\ \Omega$$

et $$R_{eq} = 50.10^3 + 660 + 10^2 \cdot \frac{660}{660} \cdot 50.10^3 \simeq 5\ M\Omega$$

Cette application numérique nous montre que

$$R_{eq} \simeq \beta . \frac{1}{h_{22}}$$

Lorsque la valeur de r diminue, on tend vers

$$R_{eq} = \frac{1}{h_{22}} \text{ pour } r = 0$$

ce qui est tout à fait normal.

**Remarques.** Comme nous l'avons vu précédemment, la sortie de l'amplificateur push-pull est considérée comme un générateur de courant. Dans le cas de la figure 2.32, il y a une dissymétrie au niveau des résistances équivalentes parallèles du générateur $G_1$ ($R_{eq} \simeq \beta . \frac{1}{h_{22}}$) et du transistor $T_3$ ($R_{eq} = \frac{1}{h_{22}}$).

**Pour symétriser l'ensemble, on connecte une résistance r' en série avec l'émetteur du transistor $T_3$.** Ceci a, en plus, pour effet de faire travailler cet étage en charge répartie. On diminue alors la distorsion harmonique. La valeur de r' dépend de la valeur de la résistance interne de l'étage qui précède (non représenté). On peut penser que $r' \simeq r$.

**Le gain en tension étant fonction de $R_{ch}$, on comprend pourquoi les constructeurs de circuits intégrés (entre autres pour les amplificateurs opérationnels) donnent différentes valeurs de gain en tension en fonction de la charge.**

*Exercice* **2.** On veut déterminer le gain en tension du montage de la figure 2.32 en tenant compte de la résistance parallèle du générateur de courant et du transistor, et ceci pour différentes résistances de charge. Donner cette valeur du gain en tension $G_{v_0}$ pour $R_{ch} = 10\ k\Omega$ et $R_{ch} = 1\ k\Omega$. On prendra $\beta = 100$ pour tous les transistors et comme résistances parallèles de $T_3$, 50 $k\Omega = 1/h_{22}$ et du générateur de courant, 5 $M\Omega = \beta/h_{22}$. Le courant de repos est $I_{C_0} = I_0 = 4$ mA.

**Solution**

Le schéma équivalent en régime variable du montage cité est celui de la figure 2.35. Il n'est valable en théorie que pour des petites variations autour du

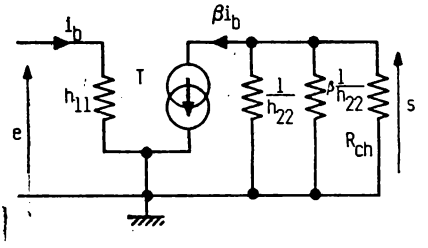



**Figure 2.35**

point de repos. Les équations permettant de déterminer la valeur du gain en tension sont

$$e = h_{11}\, i_b$$

et

$$s = -\beta i_b \left( \frac{1}{h_{22}} /\!/ \beta . \frac{1}{h_{22}} /\!/ \beta\, R_{ch} \right)$$

On peut déjà négliger $\beta\frac{1}{h_{22}}$ devant $\frac{1}{h_{22}}$. Le gain en tension de l'ensemble est alors :

**pour $R_{ch}$ = 10 kΩ**

$$G_{v_0} = \frac{s}{e} = -\frac{\beta\left(\frac{1}{h_{22}} /\!/ \beta\, R_{ch}\right)}{h_{11}} \quad \text{avec} \quad h_{11} = \frac{\beta}{40\, I_C} = 625\ \Omega$$

$$G_{v_0} = \frac{s}{e} = -\frac{10^2\,(5.10^4 /\!/ 10^6)}{625} \simeq -8000$$

**pour $R_{ch}$ = 1 kΩ**

$$G_{v_0} = \frac{s}{e} = -\frac{10^2\,(5.10^4 /\!/ 10^5)}{625} \simeq -5000$$

Ces résultats correspondent bien à la réalité lorsque l'on regarde les caractéristiques des amplificateurs opérationnels intégrés.

*Exercice* 3. **Influence du déséquilibre des deux générateurs de courant pour une attaque symétrique.** Le schéma théorique de la figure 2.29 devient le schéma réel de la figure 2.36. Déterminer la valeur des résistances $r_1$ et $r_2$ si on s'impose un courant minimum dans les diodes d'approximativement 1 mA ainsi que la valeur des courants statiques $I_1$, $I_2$, $I'_{B1}$, $I'_{B2}$, $I_{B1}$, $I_{B2}$, $I_S$, $I_E$ et la tension S de sortie.

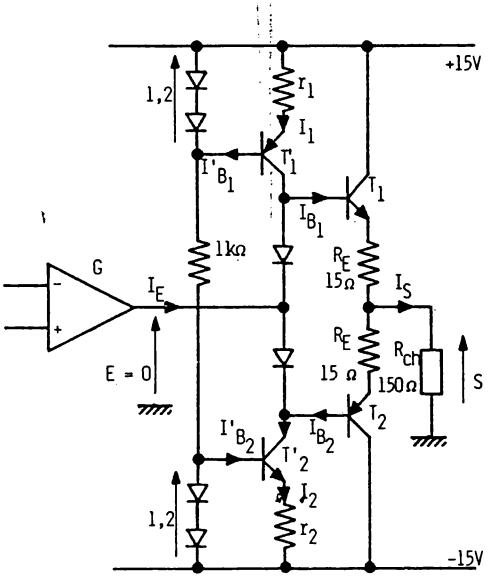



**Figure 2.36**

Pour $r_2 = r_1/2$, que deviennent les courants et tensions dans les cas suivants :

— générateur G et charge branchés,
— générateur G branché et charge débranchée,
— générateur G débranché et charge branchée,
— générateur G et charge débranchés.

On prendra pour tous les transistors $\beta = 100$.

**Solution**

Pour un fonctionnement symétrique les résistances $r_1$ et $r_2$ sont égales. Si $i_{s_{max}}$ est approximativement de 100 mA, le courant de base vaut 1 mA et le courant généré $I_0 = 2$ mA $= I_1 = I_2$. Comme la tension aux bornes des résistances $r_1$ et $r_2$ est de 0,6 V, celles-ci valent

$$r_1 = r_2 = 300\ \Omega$$

Ainsi :

$$I_1 = 2\text{ mA}, I_2 = 2\text{ mA}, I'_{B_1} = 20\ \mu\text{A}, I'_{B_2} = 20\ \mu\text{A},$$
$$I_{B_1} \simeq 0, I_{B_2} \simeq 0, I_S = 0, I_E = 0 \text{ et } S = 0$$

**Pour $r_1 = 300\ \Omega$ et $r_2 = 150\ \Omega$,** et en considérant la tension aux bornes de ces résistances toujours voisine de 0,6 V, les courants $I_1$ et $I_2$ sont

$$I_1 = 2\text{ mA} \quad \text{et} \quad I_2 = 4\text{ mA}$$

**Où se situe leur différence ?**

**— Générateur G et charge branchés**

$$E = 0 \text{ et } S = 0$$

donc

$$I_S = 0, I_{B_1} = 0, I_{B_2} = 0, I'_{B_1} = 20\ \mu A, I'_{B_2} = 40\ \mu A$$

et $$\mathbf{I_E = 2\ mA}$$

Le générateur G fournit un courant de 2 mA.

**— Générateur G branché et charge débranchée**

Nous sommes dans les mêmes conditions que précédemment.
$E = 0$, $S = 0$ et $\mathbf{I_E = 2\ mA}$

**— Générateur G et charge débranchés**

Le transistor $T'_2$ se sature. Dans ces conditions $I_2$ est toujours égal à 4 mA et représente la somme du courant $I_1$ de 2 mA et du courant de base $I'_{B_2} = 2$ mA.

Ainsi

$$I'_{B_1} = 20\ \mu A, I_{B_1} = 0, S = -13{,}8V, I_{B_2} = 0$$

**— Générateur G débranché et charge branchée**

La différence des deux courants se trouve en $I_{B_2}$, à condition que celui-ci atteigne 2 mA. Ceci est approximativement vrai. On en déduit

$$I_1 = 2\ mA, I'_{B_1} = 20\ \mu A, I_2 \simeq 4\ mA, I_S = \frac{13{,}8}{165} = 0{,}083\ A,$$

$$I_{B_2} = 0{,}83\ mA, I'_{B_2} = I_2 - I_{B_2} - I_1 = 1{,}17\ mA$$

et $$S = -13{,}8\ V, \text{ hypothèse de départ}$$

**La dernière partie de cet exercice montre que, si le générateur G d'attaque est débranché, un léger déséquilibre des courants peut entraîner une grande variation du point de repos de sortie.**

## 2.4.2. UTILISATION DES TRANSISTORS DARLINGTON

Les montages Darlington sont soit simples, soit composites (compound). Dans le premier cas on les trouve intégrés (voir paragraphe 1.5.1.2).

### 2.4.2.1. Darlington simples

**Equivalent NPN** (figure 2.37). Deux transistors NPN, l'un « driver », l'autre de puissance, connectés suivant le schéma de la figure 2.37 sont

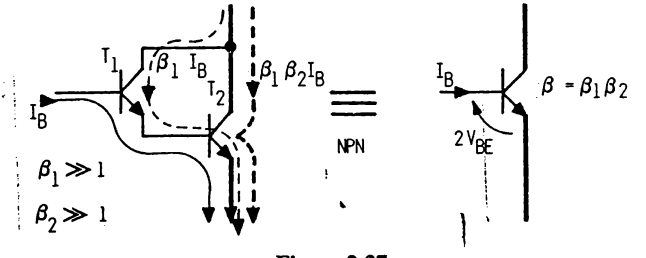



**Figure 2.37**

équivalents à un transistor unique de puissance dont le β est le produit $\beta_1$ $\beta_2$ et le $V_{BE}$, la somme $V_{BE_1}$ + $V_{BE_2}$. Les courants sont représentés simplement en négligeant 1 devant β ce qui apporte une erreur d'influence négligeable pour des **transistors ne travaillant pas en commutation.**

**Equivalent PNP** (figure 2.38). Le raisonnement précédent est valable pour ce montage symétrique : $\beta = \beta_1 \beta_2$ et $V_{BE} = V_{BE_1} + V_{BE_2}$

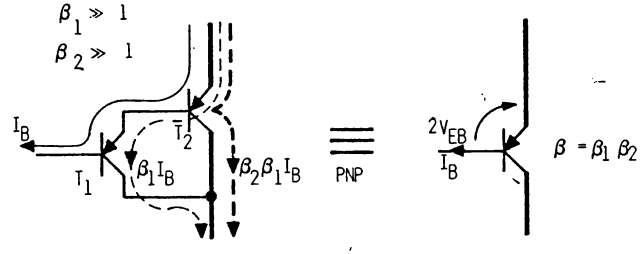



**Figure 2.38**

**Avantages et inconvénients**

— **L'avantage fondamental est de trouver ces montages Darlington intégrés.** Leur représentation est celle de la figure 2.39.

— Le premier inconvénients est la perte de dynamique à cause des deux $V_{BE}$.

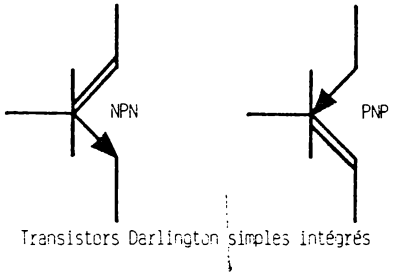



**Figure 2.39**

— Le deuxième inconvénient est la lenteur de ces composants qui sont complémentaires et à technologie homobase avec une fréquence de transition $f_T$ inférieure au mégahertz. Ce désavantage peut compenser leur robustesse contre le phénomène de second claquage (mais nous ne sommes pas en commutation).

— Le troisième inconvénient est que la présence de 2 $V_{BE}$ pour le NPN et 2 $V_{BE}$ pour le PNP impose quatre diodes de polarisation.

### 2.4.2.2. Darlington composites

**Equivalent NPN** (figure 2.40). Un transistor « driver » NPN ($T_1$) pilote un transistor de puissance PNP ($T_2$). De par le sens du courant de commande (et de la tension associée), cet ensemble est équivalent à un transistor de puissance NPN dont le $\beta$ est le produit $\beta_1$ $\beta_2$ et le $V_{BE}$ égal à $V_{BE_1}$ (un seul seuil).

**Equivalent NPN** (figure 2.41). Le raisonnement précédent est valable pour ce montage symétrique : $\beta = \beta_1 \beta_2$ et $V_{BE} = V_{BE_1}$.

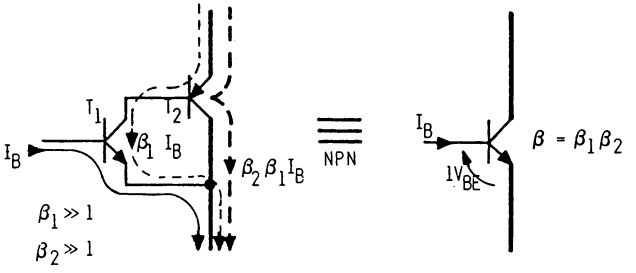



**Figure 2.40**

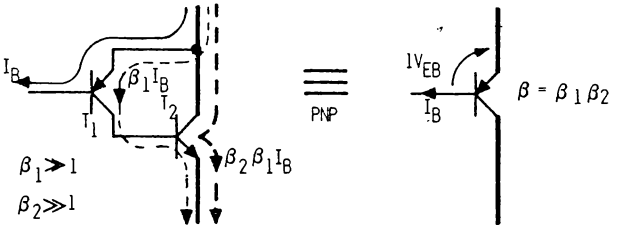



**Figure 2.41**

**Avantages et inconvénients**

— Le premier avantage est que, par rapport au Darlington simple, **on gagne un $V_{BE}$ donc dynamique accrue.** On peut en profiter alors pour accroître la valeur de la résistance stabilisatrice $R_E$.

— Le deuxième avantage est **la stabilité du point de repos car on n'utilise que deux diodes translatrices qui sont opposées aux deux jonctions base-émetteur des transistors « driver » moins « agressés » par les variations de température.**

— Le troisième avantage est lié à la rapidité et à la haute tension et puissance d'utilisation. Pour des amplificateurs de forte puissance on utilise le Darlington simple comme NPN et le Darlington composite comme PNP. Dans les deux cas les transistors de puissance sont des NPN donc rapidité accrue et meilleure tenue en tension (voir schémas d'applications au chapitre 7).

— Le quatrième avantage est que, en modifiant le couplage transistor driver-transistor de puissance, on peut obtenir un montage push-pull dont le gain en tension est supérieur à 1 (voir paragraphe 2.4.6).

— Le seul inconvénient est, dans certains cas, l'apparition d'oscillations parasites que l'on pourra toutefois supprimer par adjonction de réseaux correcteurs (voir chapitre 5).

### 2.4.2.3. Problèmes spécifiques aux montages Darlington

**Influence du courant de fuite $I_{CB_0}$.** Le courant de fuite d'une jonction polarisée en inverse est toujours présent. Sa valeur est faible lorsque la température reste voisine de 25 °C. Il y a en fait deux courants de fuite :

— le courant collecteur base $I_{CB_0}$ pour $I_E = 0$, celui-ci double tous les 10 °C pour des composants de faible puissance,

— le courant collecteur émetteur $I_{CE_0}$ pour $V_{BE} = 0$ qui croît moins rapidement que le précédent.

A partir de nombreuses caractéristiques constructeurs, on peut en déduire les éléments du tableau 2.1, pour deux types de transistors, faible puissance ($P \simeq 1$ W) et forte puissance ($P \simeq 100$ W). Les effets de la température peuvent être désastreux pour des transistors de forte puissance et ce phénomène peut être accentué dans le cas des montages Darlington. En effet, examinons le schéma de la figure 2.42 où le transistor « driver » est commandé au blocage.

**Tableau 2.1**

| | $I_{CB_0}$ | $I_{CE_0}$ |
|---|---|---|
| $P_T \simeq 1$W | à 25 °C : 100 nA<br>à 150 °C : 100 µA | à 25 °C : 100 µA<br>à 150 °C : 500 µA |
| $P_T \simeq 100$ W | à 25 °C : 100 µA<br>à 150 °C : 20 mA | à 25 °C : 2 mA<br>à 150 °C : 20 mA |

Le courant de fuite de la jonction $I_{CB_0}$, trouve un « chemin » d'écoulement vers la jonction base-émetteur de ce même transistor. Le courant de base commande un courant collecteur $I'_{CE_0} = I_{CE_0} + \beta I_{CB_0}$.

Comme le $\beta$ du transistor augmente en fonction de la température, le courant total de fuite devient très important et peut atteindre plusieurs ampères. Pour limiter celui-ci, deux solutions se présentent :

- **faire travailler le transistor à température de jonction réduite** ($< 100$ °C)
- **dévier le courant $I_{CB_0}$ au travers d'une résistance** parallèle à la jonction base-émetteur (cette résistance est intégrée dans les Darlington monolithiques).

Pour les montages à éléments discrets, deux méthodes sont possibles pour connecter la résistance d'écoulement. La valeur de celle-ci pourrait être déterminée à partir de la valeur du courant de fuite tel que la tension à ses bornes soit inférieure à la tension de seuil de la jonction base-émetteur. Mais comme le courant $I_{CB_0}$ ainsi que la température de jonction sont très mal connus, on préfère utiliser une deuxième méthode. Celle-ci consiste à dévier le dixième du courant principal afin de ne pas perturber le montage en fonctionnement normal.

— **Connexion courte déviation** (figure 2.43). La résistance d'écoulement R′ est connectée aux bornes de la jonction base-émetteur. Sa valeur est définie par la relation

$$R' = \frac{V_{BE}}{i_{B_{2_{max}}}/10} \quad \text{avec} \quad i_{B_{2_{max}}} = \frac{i_{S_{max}}}{\beta_2}$$

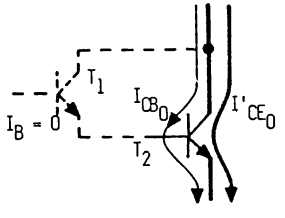



Figure 2.42

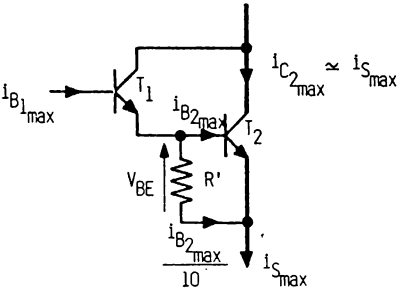



Figure 2.43

— **Connexion longue déviation** (figure 2.44). Cette disposition permet de rendre moins sensible la variation de la tension de seuil de la jonction en fonction des fluctuations de température. La valeur de la résistance R″ est définie par la relation :

$$R'' = \frac{V_{BE} + R_E\, i_{S_{max}}}{i_{B_{2_{max}}}/10} \quad \text{avec} \quad i_{B_{2_{max}}} = \frac{i_{S_{max}}}{\beta_2}$$

Dans les deux cas nous prendrons $V_{BE} \simeq 0{,}6$ V.

**Rapport des puissances dissipées.** Nous définissons la puissance dissipée dans chaque transistor à partir de la figure 2.45 et pour des grandeurs continues. Nous avons

$$P_{T_2} = V_{CE_2} \cdot I_{C_2}$$

et

$$P_{T_1} = V_{CE_1} \cdot I_{C_1}$$

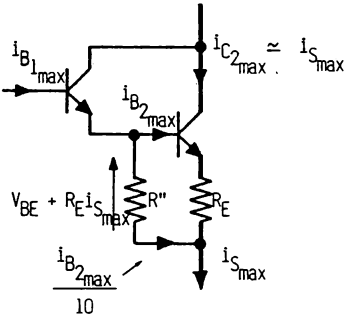



**Figure 2.44**

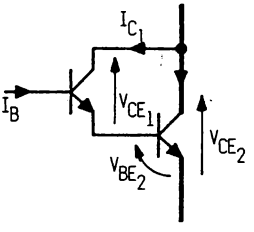



**Figure 2.45**

On néglige la puissance dissipée dans les jonctions base-émetteur car les transistors ne sont pas saturés, $|V_{CE}| > 0$. On peut donc écrire

$$V_{CE_1} \simeq V_{CE_2}$$

et comme

$$I_{C_1} = I_{C_2}/\beta_2$$

il vient

$$P_{T_1} \simeq \frac{P_{T_2}}{\beta_2}$$

en pratique

$$P_{T_1} \simeq \frac{P_{T_2}}{20}$$

puisque le $\beta$ min des transistors de faible puissance est voisin de 20. Cette relation est intéressante car elle positionne rapidement la puissance dissipée dans le transistor « driver », celui-ci étant souvent « délaissé », ce qui peut être cause de sa destruction donc de pannes.

**Saturation des transistors Darlington.** Pour un état de saturation limite, on peut prendre $V_{BE} \simeq 0{,}7$ V et $V_{CE} \simeq 0{,}2$ V.

— **Darlington simple** (figure 2.46). La tension de saturation est de 0,9 V et la tension de commande de 1,4 V.

— **Darlington composite** (figure 2.47). La tension de saturation est de 0,9 V et la tension de commande de 0,7 V, valeur inférieure au cas précédent, ce qui lui vaut sa préférence pour une dynamique de sortie plus importante.

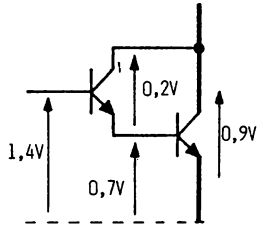



Figure 2.46

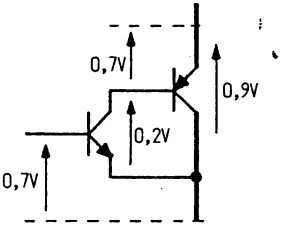



Figure 2.47

### 2.4.2.4. Applications des Darlington dans les montages push-pull série

Nous donnons trois exemples d'applications pour un montage symétrique piloté par amplificateur opérationnel et un polarisateur de diode par générateur de courant. Nous supposons que ce dernier fonctionne correctement jusqu'à un minimum de tension à ses bornes de 0,6 V (paragraphe 2.4.1.2). Les alimentations sont symétriques ± V. Ces configurations peuvent en pratique être pilotées par un montage à transistor fonctionnant en émetteur commun.

**Montage push-pull à Darlington simple** (figure 2.48). C'est un montage symétrique qui impose quatre diodes de polarisation. La stabilité thermique

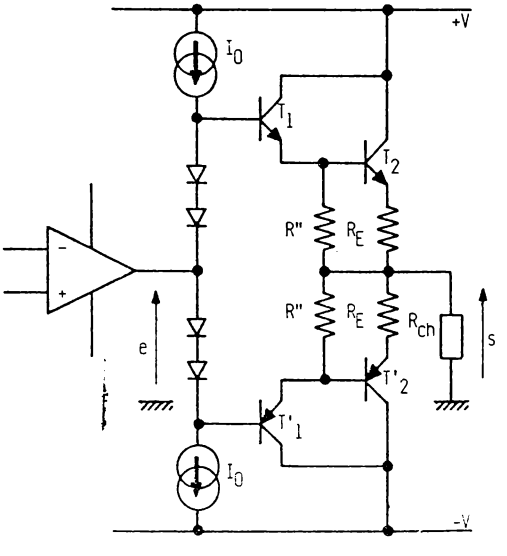



Figure 2.48

n'est pas extraordinaire à cause de la variation de la tension base-émetteur des transistors de puissance $T_2$ et $T'_2$. L'avantage fondamental est que ces transistors Darlington peuvent être intégrés. La dynamique de sortie maximale est

$$s_{max} \simeq (V - 0{,}6 - 2\,V_{BE})\frac{R_{ch}}{R_E + R_{ch}} \simeq \frac{V - 1{,}8}{1{,}1}$$

**Montage push-pull à Darlington hybrides** (figure 2.49). Ce montage est très souvent rencontré pour de très fortes puissances avec une attaque par montage émetteur commun. Trois diodes suffisent pour vaincre les seuils. $T_2$ et $T'_2$ sont des transistors NPN (rapides). Le montage est dissymétrique mais la contre-réaction atténue ce défaut.

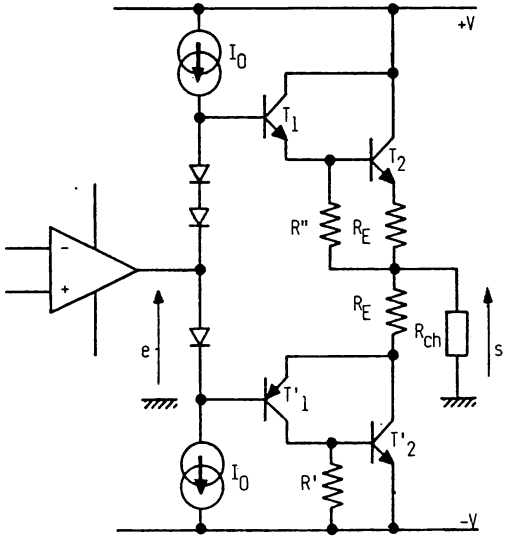



**Figure 2.49**

**Montage push-pull à Darlington composites** (figure 2.50). Ce montage symétrique est certainement le plus utilisé à cause de sa stabilité thermique et de sa dynamique maximale en sortie. Rappelons que les Darlington composites ne sont pas intégrés et qu'ils permettent, en connectant différemment les émetteurs des transistors « driver » $T_1$ et $T'_1$, d'obtenir un gain en tension plus grand que 1.

### 2.4.2.5. Exercices

*Exercice* **1.** Nous voulons déterminer les éléments et caractéristiques des amplificateurs des figures 2.48 et 2.50. Le cahier des charges nous impose :

$$\pm\, V = \pm\, 15 \text{ volts} \quad \text{et} \quad R_{ch} = 10\ \Omega$$

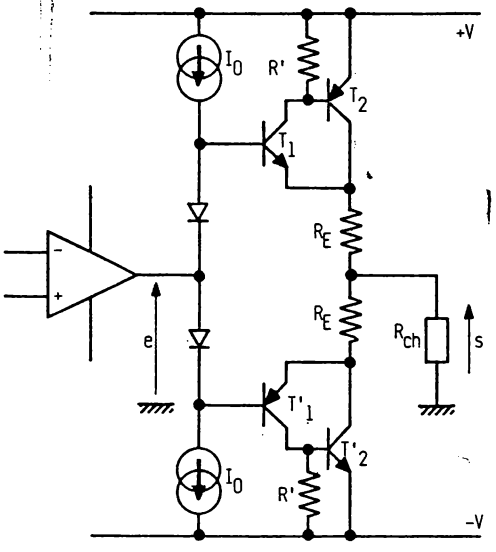



**Figure 2.50**

Nous prendrons 0,6 V comme tension minimale aux bornes des générateurs de courant et 100 Ω pour la résistance de sortie de l'amplificateur opérationnel ($R_i$ du générateur d'attaque du push-pull).

**Solution**

Positionnons, dans un premier temps, les transistors. Pour une alimentation de 15 V et une résistance de charge de 10 Ω, le courant de sortie dépasse 1 A. La puissance maximale théorique de sortie en régime sinusoïdal est (fonctionnement idéalisé)

$$P_{s_{max}} = \frac{\left(\frac{15}{\sqrt{2}}\right)^2}{10} = 11{,}25 \text{ W}$$

Chaque transistor de puissance va dissiper quelques watts. $T_2$ et $T'_2$ sont donc des transistors de moyenne puissance, leur β est voisin de 50. Il s'en suit que les transistors « driver » dont la puissance dissipée est voisine de $P_{T_2}/\beta_2$ sont des transistors de puissance inférieure au watt, leur $\beta_{min}$ se situe autour de 100. Le gain en courant des montages Darlington est alors

$$\beta_{min} \simeq \beta_1\beta_2 = 5\,000$$

**Push-pull à Darlington simples** (figure 2.48).

— **Le calcul de $R_E$** s'effectue suivant les deux méthodes vues précédemment (paragraphes 2.1.4.2 et 2.1.4.3).

— **Méthode pratique**

$$R_E = \frac{R_{ch}}{10} = \mathbf{1\ \Omega}$$

— **Méthode théorique**

$$R_E > 2.10^{-3}.\ V.\ R_{th_{ja}}$$

On peut déterminer la valeur de la résistance thermique $R_{th_{ja}}$ en utilisant la loi d'Ohm thermique (paragraphe 1.5.4.1) et en prenant par exemple $\theta_j = 80\ °C$, $\theta_a = 40\ °C$ et la puissance dissipée dans le transistor $P_T \simeq 5\ W$ (à partir des résultats précédents). Ainsi

$$\theta_j - \theta_a = P.\ R_{th_{ja}}$$

$$R_{th_{ja}} = \frac{\theta_j - \theta_a}{P} = \frac{80 - 40}{5} = 8\ °C/W$$

alors

$$R_E > 2.10^{-3}.\ 15.\ 8$$

$$\mathbf{R_E > 0{,}24\ \Omega}$$

Dans cet exemple, la valeur de la résistance théorique est inférieure à celle définie pratiquement. On peut donc prendre :

**$R_E$ compris entre 0,5 Ω et 1 Ω**

**Remarque.** On considère dans le calcul, que le transistor « driver » est stable en température.

— **Le calcul du courant $I_0$** est défini à partir du courant de base maximum et du courant de polarisation des diodes. Il faut déterminer la valeur du courant de sortie maximum donc la dynamique de sortie. En prenant $R_E = 1\ \Omega$, nous avons :

$$s_{max} = (V - 0{,}6 - 2\,V_{BE})\frac{R_{ch}}{R_E + R_{ch}} \simeq \frac{15 - 1{,}8}{1{,}1} = 12\ V$$

et

$$i_{s_{max}} = \frac{12}{10} = 1{,}2\ A \quad \text{soit} \quad i_{B_{max}} = \frac{1{,}2}{5000} = 0{,}24.10^{-3} = 0{,}24\ mA$$

Si on veut que les diodes soient parcourues par un courant minimum de 1 mA alors

$$I_0 = 1\ mA + 0{,}24\ mA = \mathbf{1{,}24\ mA}$$

— **La valeur de la résistance R″** est définie par la relation vue au paragraphe 2.4.2.3. Il faut connaître la valeur du courant de base maximum

$$i_{B_{2_{max}}} = \frac{i_{s_{max}}}{\beta_2} = \frac{1{,}2}{50} = 24.10^{-3} = 24\ mA$$

alors

$$R''_E = \frac{V_{BE} + R_E\, i_{s_{max}}}{i_{B_{2_{max}}}/10} = \frac{0{,}6 + 1\ .\ 1{,}2}{2{,}4.10^{-3}} = \frac{1{,}8\ .\ 10^3}{2{,}4} = \mathbf{750\ \Omega}$$

— **La puissance de sortie maximale** en régime sinusoïdal vaut

$$P_{s_{max}} = \frac{\left(\frac{12}{\sqrt{2}}\right)^2}{10} = 7{,}2\ \text{W}$$

— **L'impédance de sortie** de cet amplificateur est

$$R_s = R_E + \frac{Ri}{\beta} = 1 + \frac{1000}{5000} \simeq R_E = 1\ \Omega$$

**Push-pull à Darlington composites** (figure 2.50)

— **La valeur du courant $I_0$** peut être la même que précédemment

$$I_0 = 1{,}24\ \text{mA}$$

— A cause de la bonne stabilité thermique du montage, on peut prendre

$$R_E = 0{,}5\ \Omega$$

— **La dynamique de sortie** maximale est

$$s_{max} = (V - 0{,}6 - V_{BE}) \frac{R_{ch}}{R_E + R_{ch}} \simeq 13{,}8 \cdot \frac{10}{10{,}5} = 13{,}1\ \text{V}$$

— **Puissance de sortie** maximale

$$P_{s_{max}} = \frac{\left(\frac{13{,}1}{\sqrt{2}}\right)^2}{10} = 8{,}58\ \text{W}$$

**Remarque.** Cet exemple montre l'avantage de cette configuration par rapport à la précédente.

— **La valeur de $R'_E$** est définie par la relation

$$R'_E = \frac{V_{BE}}{i_{B_{max}}/10} = \frac{0{,}6}{2{,}4.10^{-3}} = 250\ \Omega$$

— **La résistance de sortie est**

$$R_s \simeq R_E = 0{,}5\ \Omega$$

*Exercice* **2. Polarisation des diodes par résistance R et insuffisance de ce principe.** En considérant $\pm$ V = $\pm$ 15 volts, $R_{ch}$ = 100 $\Omega$ et $\beta$ = 5 000, déterminer la valeur de la résistance R. Si on s'impose un courant de polarisation à vide de diode de 1,2 mA, déterminer la nouvelle valeur de R et la dynamique de sortie maximale associée (figure 2.51).

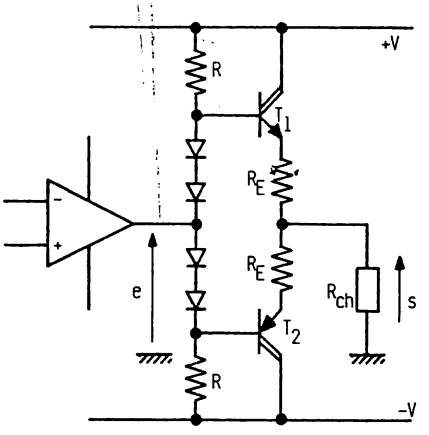



**Figure 2.51**

**Solution**

La relation permettant d'obtenir la valeur de R est

$$R = \frac{\beta R_{ch}}{10} = \frac{5000.100}{10} = 50\ k\Omega$$

Dans ces conditions

$$s_{max} = (V - 2V_{BE}) \frac{\beta R_{ch}}{R + \beta R_E + \beta R_{ch}} \simeq \frac{13,8}{1,2} = \mathbf{11,5\ V}$$

avec

$$R_E = R_{ch}/10 = 10\ \Omega$$

Le courant de repos est

$$I_0 \simeq \frac{V - 1,2}{R} = 0,27\ mA$$

donc insuffisant. Si on veut $I_0 = 1,2$ mA, il faut

$$R = \frac{13,8}{1,2.10^{-3}} = 11,5\ k\Omega$$

La dynamique maximale de sortie devient

$$s_{max} = 13,8 \cdot \frac{5 . 10^5}{1,15 . 10^4 + 5 . 10^4 + 5 . 10^5} = \mathbf{12,28\ V}$$

**Remarque.** Cet exercice montre l'insuffisance de ce principe qui impose de reconsidérer la valeur de la résistance R. A partir de ce nouveau résultat, la résistance d'entrée du montage est $R/2 = 5,5\ k\Omega$ alors qu'avec une polarisation par générateur de courant, elle serait

$$R_e = \beta R_{ch} = 500\ k\Omega$$

On pourrait trouver aussi le cas inverse d'une résistance R qui imposerait un courant de polarisation trop important. Une augmentation de la valeur de cette résistance diminuerait considérablement la dynamique de sortie.

## 2.4.3. MONTAGE BOOTSTRAPP

Le principe du bootstrapp est utilisé depuis fort longtemps dans les montages préamplificateurs en tension afin d'augmenter la résistance dynamique d'entrée. Leur application dans les montages push-pull série apporte les avantages suivants :

— augmentation de la résistance d'entrée,
— augmentation de la dynamique de sortie,
— amélioration de la réponse aux « transitoires ».

### 2.4.3.1. Montage de base

La figure 2.52 représente le montage push-pull à deux transistors $T_1$ et $T_2$ piloté par un amplificateur opérationnel (attaque symétrique). La polarisation des diodes se fait par les résistances $R_1$ et $R_2$. Une liaison

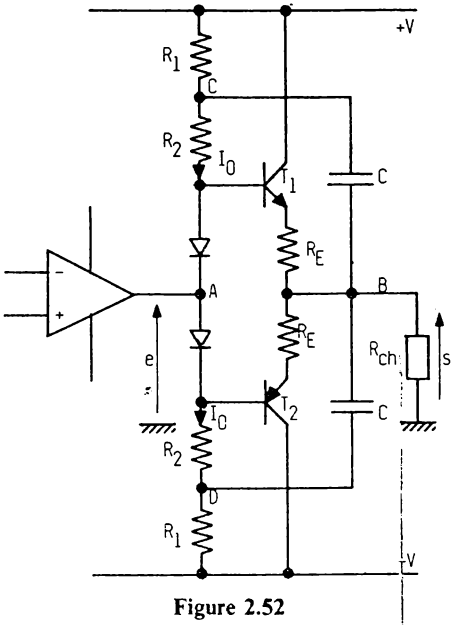



Figure 2.52

capacitive est effectuée entre la sortie et le point commun des deux résistances. Comme pour toute capacité de liaison, son impédance est considérée comme négligeable à la fréquence de fonctionnement. On peut en déduire le schéma équivalent en régime variable de la figure 2.53. On retrouve le pont de polarisation c'est-à-dire deux fois les résistances $R_1$ et $R_2$ et la partie push-pull double collecteur commun dont la résistance d'entrée est $\beta R_{ch}$, le gain en tension de 1 et la résistance de sortie $R_s \simeq 0$. En regroupant ces éléments nous arrivons à la figure 2.54 et pouvons en déduire la résistance d'entrée du montage

$$R_e = \frac{e}{i_e} = \frac{e}{i_1 + i_2}$$

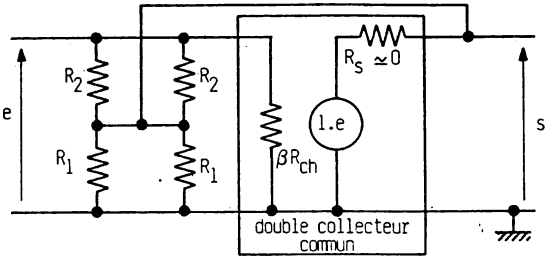



**Figure 2.53**

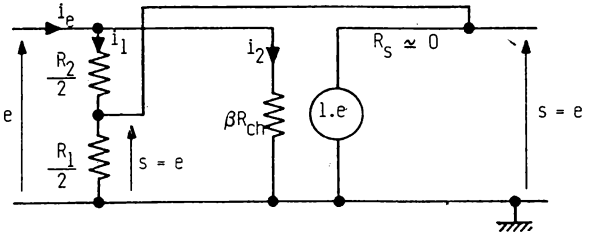



**Figure 2.54**

Le courant $i_1$ est celui qui circule dans la résistance $R_2/2$ supérieure

$$i_1 = \frac{e - s}{R_2/2} = \frac{e - e}{R_2/2} = 0$$

donc

$$R_e = \frac{e}{i_2} = \beta R_{ch}$$

Tout se passe comme si le montage bootstrapp était équivalent à un générateur à courant constant. C'est en fait vrai puisque la tension aux bornes des résistances $R_2$ reste constante. En effet, reprenons la figure 2.52, supposons que $R_1 = R_2$ et que $\pm V = \pm 20$ volts. Au repos les potentiels des points A, B, C, D sont $V_A = 0$, $V_B = 0$, $V_C \simeq +10$ V et $V_D \simeq -10$ V, en

considérant la tension aux bornes des diodes comme négligeable. Les condensateurs, à la mise sous tension, se chargent à V/2 = 10 V.

En faisant varier la tension e(t), on peut suivre l'évolution des potentiels. Prenons quelques exemples :

$$e = +1\ V,\ V_A = 1\ V,\ V_B = 1\ V,\ V_C = 11\ V \text{ et } V_D = -9\ V,$$
$$e = +10\ V,\ V_A = 10\ V,\ V_B = 10\ V,\ V_C = 20\ V \text{ et } V_D = 0\ V,$$
$$e = +15\ V,\ V_A = 15\ V,\ V_B = 15\ V,\ V_C = 25\ V \text{ et } V_D = +5\ V$$

On constate que la tension aux bornes des résistances $R_2$ est constante donc le courant les traversant aussi **((équivalent à un générateur à courant constant).**

La limite en variation correspond à la saturation du transistor $T_1$, $V_{CE} \simeq 0$ soit $V_C = +30\ V$ et $V_A \simeq V_B \simeq 20\ V$.

On voit ici l'amélioration de la dynamique de sortie apportée par le bootstrapp.

### 2.4.3.2. Détermination des éléments

**Résistances $R_1$ et $R_2$.** Le courant qui circule dans la résistance $R_2$ est considéré constant. Il doit être supérieur au courant de base maximum de manière à assurer une conduction suffisante des diodes. Ainsi, et en se référant à la figure 2.52, le courant $I_0$ est voisin de $V/(R_1 + R_2)$ soit

$$I_0 \simeq \frac{V}{R_1 + R_2} > i_{B_{max}}$$

Nous avons une relation pour la somme $R_1 + R_2$. Le rapport de ces résistances est, en pratique, variable. **Le critère de choix de $R_2$ est un critère de stabilité du courant $I_0$ et d'impédance d'entrée.** En effet, plus la tension aux bornes de $R_2$ est importante, moins intervient l'influence des variations du $V_{BE}$ du transistor et de la tension aux bornes du condensateur.

On trouve ainsi

$$R_1 \leqslant R_2 \leqslant 4\,R_1$$

Notons aussi que plus $R_1$ est faible, plus le condensateur C est important.

**Condensateur C.** Le schéma équivalent pour une seule liaison capacitive est celui de la figure 2.55. On en déduit la fonction de transfert

$$\frac{U(p)}{E(p)} = \frac{R_1}{R_1 + \dfrac{R_2}{1 + R_2 Cp}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + R_2 Cp}{1 + \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} Cp}$$

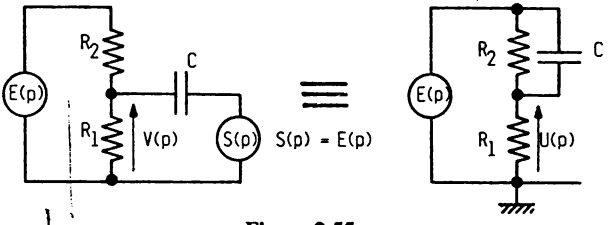



**Figure 2.55**

Pour que la tension u(t) varie comme e(t),

$$\Delta V_A = \Delta V_B = \Delta V_C = \Delta V_D \text{ de la figure 2.52,}$$

il faut que la fréquence de cassure $\dfrac{1}{2\pi \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C}$ soit inférieure à la fréquence minimale de fonctionnement. Si on admet la bande passante à $-3$ dB, nous avons alors

$$\frac{1}{2\pi \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C} = f_{min}$$

### 2.4.3.3. Cas de l'attaque par émetteur commun

L'attaque d'un montage push-pull série par un émetteur commun crée une dissymétrie. Le bootstrapp n'existe que d'un seul côté, vers les résistances $R_1$ et $R_2$ polarisatrices de l'émetteur commun. Les figures 2.56 et 2.57 représentent ce montage pour un émetteur commun NPN puis PNP.

Dans le cas où l'alimentation est dissymétrique et la liaison de sortie avec la charge capacitive, la capacité $C_s$ assure en même temps la fonction bootstrapp (figure 2.58). La tension statique aux bornes de la résistance $R_3$ est sensiblement V/2 car $R_3 \gg R_{ch}$ alors

$$R_3 < \frac{V/2}{i_{B_{max}}}$$

valeur permettant un courant minimum suffisant dans les diodes de translation.

### 2.4.3.4. Applications spéciales

On peut rencontrer dans certaines applications non linéaires des générateurs de courant alimentés par bootstrapp (voir ouvrage *Electronique industrielle*, p. 353).

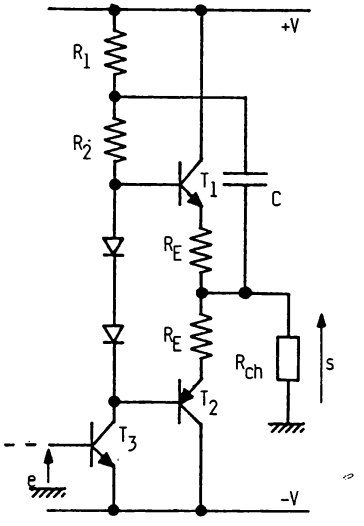



Figure 2.56

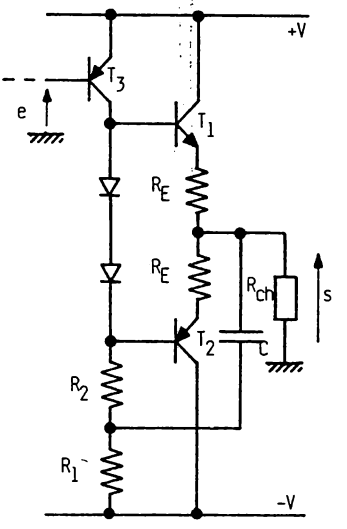



Figure 2.57

La figure 2.59 représente un amplificateur push-pull piloté par un émetteur commun et polarisé par un générateur de courant. Le bootstrapp permet d'augmenter la dynamique de sortie. Ce principe est utilisé dans certains circuits intégrés de puissance (voir chapitres 6 et 7).

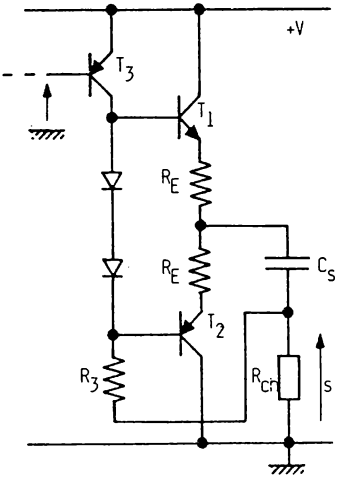



Figure 2.58

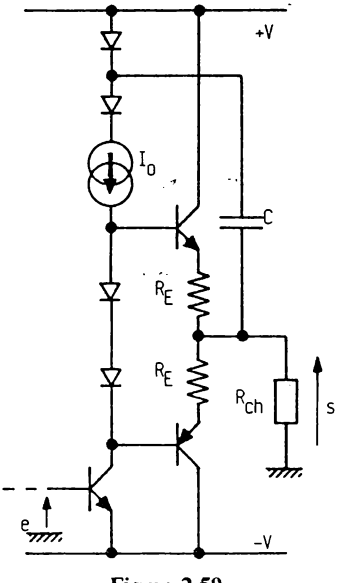



Figure 2.59

### 2.4.3.5. Exercices

*Exercice* **1.** Définir les éléments de la figure 2.52 pour le cahier des charges suivant :

$$\pm V = \pm 20\ V,\ R_{ch} = 10\ \Omega,\ \beta = 1\,000,$$
$$R_2 = 3\ R_1 \text{ et } 20\ Hz \leqslant f \leqslant 10\ kHz$$

**Solution**

— **Calcul de $R_E$.** En prenant la méthode pratique, nous avons

$$R_E = \frac{R_{ch}}{10} = 1\ \Omega$$

— **Valeurs de $I_0$, $R_1$ et $R_2$.** En supposant, pour simplifier, une dynamique maximale en sortie de 20 V, le courant associé est de $\frac{20}{10} = 2$ A et le courant de base maximum 2/1 000 = 2 mA. Si on s'impose un courant minimum dans les diodes de polarisation de 1 mA, $I_0$ vaut 3 mA. Ainsi

$$R_1 + R_2 \simeq \frac{20}{3 \cdot 10^{-3}} = 6{,}6\ k\Omega$$

comme $R_2 = 3\ R_1$,

$$\mathbf{R_1 = 1{,}65\ k\Omega} \quad \text{et} \quad \mathbf{R_2 = 4{,}95\ k\Omega}$$

— **Valeur de C.** La relation vue précédemment,

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C}$$

nous permet de calculer la valeur de C avec $f_{min} = 20$ Hz.

$$\mathbf{C} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 1{,}2 \cdot 10^3} \simeq \mathbf{6{,}6\ \mu F}$$

Rappelons que cette valeur de capacité est définie pour une bande passante à − 3dB. Si nous avions pris le critère suivant

$$\frac{1}{C\omega} \ll \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{ou} \quad \frac{1}{C\omega} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} / 10$$

nous aurions trouvé **C = 66 µF.**

*Exercice* **2.** A partir du schéma de la figure 2.56, définir la fonction de transfert $\frac{S(p)}{E(p)}$ et représenter la réponse en fréquence du module de cette

fonction par un diagramme de Bode. Nous prendrons comme application numérique :

$$R_1 + R_2 = 10\ k\Omega,\ h_{11} = 10\ k\Omega,\ \beta_3 = 100,\ R_2 = 3\ R_1,$$
$$\beta_1 R_{ch} = \beta_2 R_{ch} = 1\ M\Omega$$

et une fréquence minimale de fonctionnement de 20 Hz (on prendra $\beta_3 = \beta$ et $\beta_1 = \beta_2 = \beta'$).

**Solution**

La valeur du condensateur peut être définie à partir de la relation vue précédemment

$$\frac{1}{2\pi \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C} = 20\ Hz \quad \text{avec} \quad R_1 = 2{,}5\ k\Omega \quad \text{et} \quad R_2 = 7{,}5\ k\Omega$$

Alors

$$C = 4{,}2\ \mu F$$

Le schéma de principe du montage à étudier est celui de la figure 2.60 et le schéma équivalent en régime variable celui de la figure 2.61. Le bloc +1 représente le double collecteur commun (push-pull) duquel on a sorti la résistance d'entrée $\beta' R_{ch}$. Les équations en variable de Laplace permettant de définir la fonction de transfert sont

1. $E = h_{11} I_B$ (sous entendu $E(p) = h_{11} I_B(p)$)
2. $S = -\beta' R_{ch} (\beta I_B - I_1)$
3. $S = -R_2 I_1 - R_1 (I_1 - I_S)$
4. $I_S \cdot \dfrac{1}{Cp} + R_2 I_1 = 0$

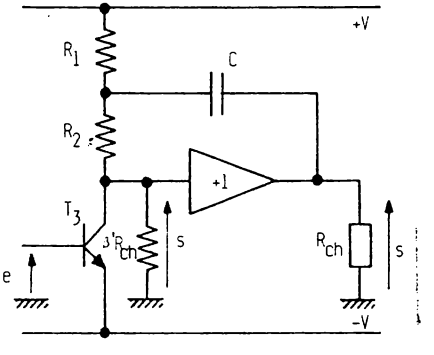



Figure 2.60

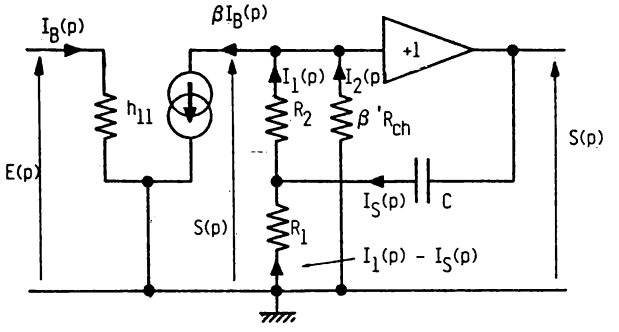



**Figure 2.61**

Le développement est tel que, en partant de l'équation 4, on aboutit à l'équation 2. En considérant $R_1 + R_2 \ll \beta' R_{ch}$ (voir l'application numérique), la fonction de transfert s'écrit

$$\frac{S(p)}{E(p)} = -\frac{\beta (R_1 + R_2)}{h_{11}} \cdot \frac{1 + \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} Cp}{1 + \dfrac{R_1 R_2}{\beta' R_{ch}} Cp}$$

L'application numérique devient

$$\frac{S(p)}{E(p)} = -100 \frac{1 + 7{,}8 \cdot 10^{-3} p}{1 + 7{,}8 \cdot 10^{-5} p}$$

avec comme fréquences de cassures

$$f_1 = 20 \text{ Hz} \quad \text{et} \quad f_2 = 2 \text{ kHz}$$

Le diagramme de Bode en module est représenté sur la figure 2.62.

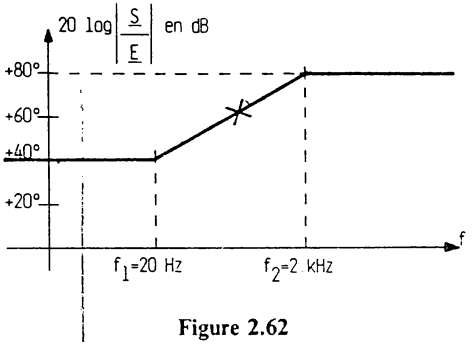



**Figure 2.62**

**Remarque.** Le gain statique de 40 dB est celui de l'amplificateur émetteur commun seul. A partir de la première fréquence de cassure, ce gain en tension augmente à cause de l'influence du bootstrapp. Ceci a pour effet de fournir une meilleure réponse en régime transitoire (**c'est le troisième avantage du montage bootstrapp).**

## 2.4.4. CAS DES TRÈS FORTES PUISSANCES

### 2.4.4.1. Mise en parallèle des transistors

Les amplificateurs push-pull série fournissant une puissance de sortie supérieure à quelques dizaines de watts, travaillent avec des tensions et des courants importants. Ces contraintes imposent d'utiliser des transistors NPN rapides et connectés en parallèle. Nous avons vu au chapitre 1 une présentation succincte des transistors bipolaires de puissance et l'intérêt de la mise en parallèle afin de travailler dans de bonnes conditions de température ($\theta_j$ la plus faible possible).

Le schéma de la figure 2.63 représente un tel étage de sortie avec trois transistors mis en parallèle. Le **transistor NPN** équivalent est un montage Darlington simple où $T_3$, $T_4$ et $T_5$ sont en parallèle, pilotés par $T_2$ puis $T_1$.

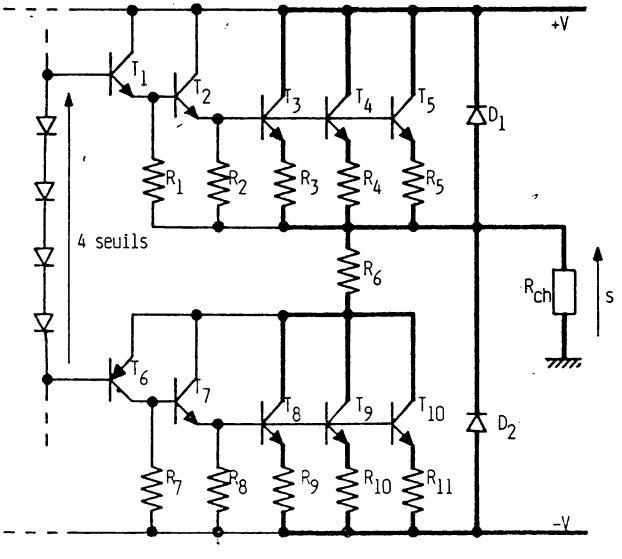



Figure 2.63

Les résistances $R_3$, $R_4$ et $R_5$ ont le double rôle d'équilibrer les courants et de stabiliser thermiquement le montage. Les résistances $R_1$ et $R_2$ polarisent au blocage les transistors de puissance et $T_2$ (limitation de l'influence du courant de fuite de jonction collecteur base). Le **transistor PNP** équivalent est un montage Darlington composite où $T_8$, $T_9$ et $T_{10}$ sont en parallèle pilotés par $T_7$ et $T_6$, celui-ci étant un PNP. Les résistances $R_9$, $R_{10}$ et $R_{11}$ n'ont que le rôle d'équilibrage, $R_7$ et $R_8$ polarisent au blocage les transistors de puissance et $T_7$. L'ensemble des seuils à compenser étant de trois pour le NPN et un pour le PNP, la polarisation en classe B(AB) se fait ici par quatre diodes. On remarque une dissymétrie de cet étage de sortie qui, en pratique, est compensée par l'effet de la contre-réaction. La méthode de calcul des résistances d'équilibrage est très variable. Plus la tension à leurs bornes est importante, meilleure est la répartition des courants, mais on perd en dynamique de sortie. En pratique on prend une tension comprise entre 0,6 V et quelques volts pour un courant maximum. Les diodes $D_1$ et $D_2$ sont prévues pour les montages à forte puissance. Elles permettent la continuité de circulation du courant pour des charges inductives ou les inductances parasites. Elles sont souvent intégrées dans les Darlington monolithiques. Elles doivent être rapides (faible temps de recouvrement).

### 2.4.4.2. Exercice

On se propose d'étudier les éléments de la figure 2.63 pour une tension d'alimentation de ± 80 V, une charge de 16 Ω et une dynamique maximale correcte (distorsion minimale) de 70 V. On prendra un rendement de 0,5, $\theta_j = 100$ °C et $\theta_a = 40$ °C.

**Solution**

Pour une dynamique de 70 V, la puissance de sortie est

$$P_s = \frac{\left(\frac{70}{\sqrt{2}}\right)^2}{16} = 153 \text{ W}$$

Le rendement étant de 0,5, chaque ensemble de transistor dissipe environ 76 W soit 25,3 W par transistor de puissance.

Les résistances $R_3$, $R_4$ et $R_5$ sont définies à partir du courant maximum

$$\frac{i_{S_{max}}}{\beta} = \frac{70/16}{3^{\dagger}} = 1{,}45 \text{ A}$$

et de la tension à leurs bornes que nous prenons égale à 1 V

$$R_3 = R_4 = R_5 = \frac{1}{1{,}45} = 0{,}68 \ \Omega$$

En raison de la symétrie, nous aurons

$$R_9 = R_{10} = R_{11} = 0{,}68\ \Omega$$

et

$$R_6 = \frac{0{,}68}{3} \simeq 0{,}23\ \Omega$$

Le calcul de la résistance de stabilisation thermique $R_E$ nous donnerait $R_E > 0{,}12\ \Omega$ à partir des relations

$$R_E > 2 \cdot 10^{-3} \cdot R_{th_{ja}} \cdot V \quad \text{et} \quad \theta_j - \theta_a = P \cdot R_E$$

Si on admet un $\beta_{min}$ de 20 pour les transistors $T_3$, $T_4$, $T_8$, $T_9$, $T_{10}$, leur courant global de base est 0,21 A. Les résistances $R_2$ à $R_9$ sont alors définies par la relation

$$R_2 = R_8 = \frac{V_{BE} + R_3\, i_{3_{max}}}{i_{B_{max}}/10} = \frac{0{,}6 + 1}{21 \cdot 10^{-3}} = 76\ \Omega$$

Les transistors $T_2$ et $T_7$ sont aussi des transistors de puissance. Le courant de base maximum vaut

$$i_{B_{max}} = \frac{0{,}21}{20} \simeq 10\ \text{mA}$$

Ainsi

$$R_1 = R_7 = \frac{0{,}6 + 0{,}6 + 1}{i_{B_{max}}/10} = \frac{2{,}2}{10^{-3}} = 2{,}2\ \text{k}\Omega$$

## 2.4.5. AJUSTEMENT DU POINT DE REPOS

Pour des amplificateurs de très bonne qualité (distorsion inférieure à 0,1 %) et pour un rendement acceptable, on ajuste le point de repos des transistors, soit par une résistance associée au translateur, soit par l'utilisation d'un transistor « multiplicateur de jonction ». Le réglage s'effectue avec un distorsiomètre et une mesure du courant de repos. Une astuce de métier consiste à apprécier la température des boîtiers des transistors de sortie. Lorsque celle-ci augmente légèrement, le point de repos est alors correct ! Notons que ce réglage n'est pas toujours présent car dans la plupart des cas, la contre-réaction est suffisante pour ramener la distorsion à une valeur correcte, même dans le cas de la polarisation en classe B.

### 2.4.5.1. Ajustement par résistance parallèle (figure 2.64)

Nous utilisons le montage à attaque indirecte par étage émetteur commun (cas des hautes tensions d'alimentation donc fortes résistances). Une

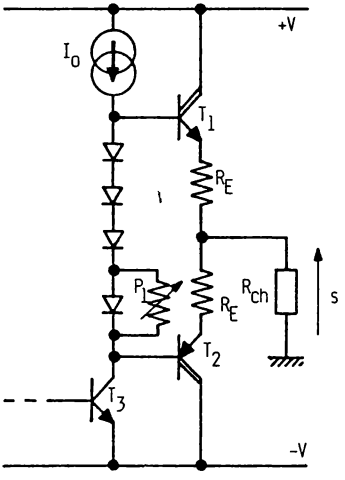



**Figure 2.64**

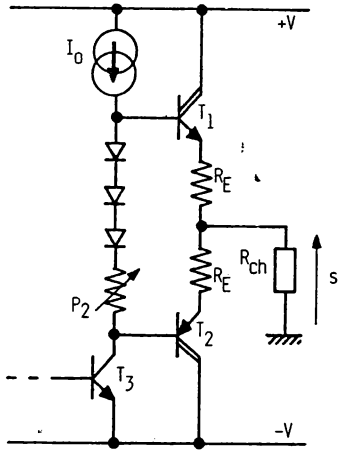



**Figure 2.65**

résistance $P_1$ est connectée aux bornes de l'une des quatre diodes. Le réglage du point de repos s'effectue en augmentant $P_1$ à partir de son minimum où la distorsion du signal de sortie est maximale. Lorsque le courant de repos atteint une valeur non nulle (en pratique 1/20 à 1/10 de $i_{S_{max}}$), le réglage est considéré comme valable.

**Remarques**

— La mesure s'effectue pour l'ensemble contre-réactionné. Ceci veut dire qu'en aucun cas on ne pourra apprécier la distorsion à l'oscilloscope. Il faudra toujours opérer avec un distorsiomètre et un générateur d'attaque à « sinusoïde parfaite » ;

— Ce genre de réglage ainsi que celui présenté au paragraphe suivant ne stabilisent pas le point de repos en fonction de la température.

Le calcul de la résistance $P_1$ peut s'effectuer de la manière suivante :

$$P_1 = \frac{0{,}7}{I_0}$$

en admettant que le courant de polarisation de diode ne circule plus dans $P_1$ mais dans la diode qui lui est directement parallèle lorsque la tension à leurs bornes a atteint 0,7 V.

### 2.4.5.2. Ajustement par résistance série (figure 2.65)

Dans ce cas on supprime une diode que l'on remplace par la résistance variable $P_2$. Ce procédé présente les avantages et inconvénients suivants :

— Si la résistance $P_2$ est de valeur suffisamment importante, on polarise fortement le push-pull en classe AB. La distorsion est diminuée en conséquence mais attention à la puissance dissipée dans les transistors.

— En cas de détérioration de $P_2$, le circuit de translation « s'ouvre ». Le push-pull devient inutilisable et les transistors de puissance risquent de se détruire.

### 2.4.5.3. Ajustement par thermistance (figure 2.66)

Une ou deux diodes du circuit de translation sont remplacées par une termistance ou CTN (coefficient de température négatif). Pour que ce procédé soit efficace, il faut qu'il y ait couplage thermique de cette CTN avec les transistors de puissance.

**Remarques**

— En pratique le couplage thermique s'effectue entre la CTN et une résistance d'émetteur $R_E$ (résistance parcourue par le courant de sortie).

— On peut voir dans certains montages n'utilisant pas de résistance CTN, un couplage entre diodes de translation et résistance $R_E$ (résultat très appréciable dans le cas de l'utilisation des transistors Darlington intégrés.

— Il n'est pas toujours évident de trouver des CTN présentant la bonne valeur telle que la tension à leurs bornes n'excède pas 0,6 V ou 1,2 V lorsqu'elles sont parcourues par le courant de polarisation.

### 2.4.5.4. Ajustement par multiplicateur de jonctions (figure 2.67)

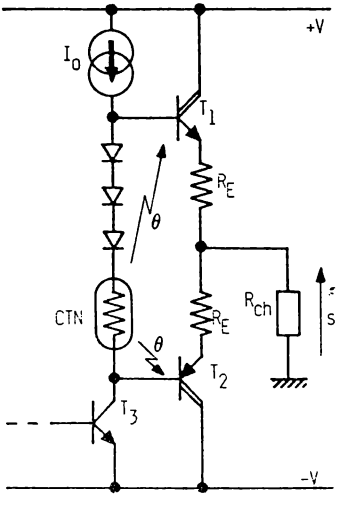



Figure 2.66

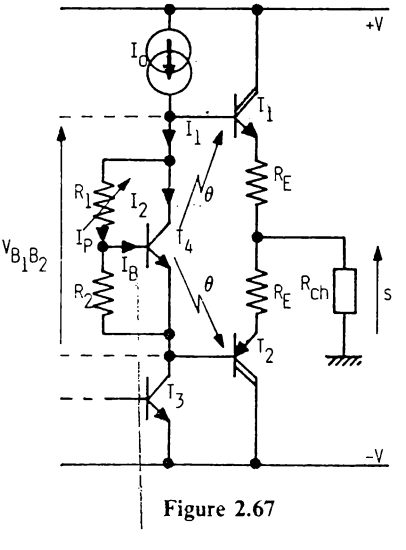



Figure 2.67

C'est certainement le principe d'ajustement le mieux adapté. Un pont de résistances $R_1$ et $R_2$ polarise le transistor $T_4$. Si on considère que

$$I_B \ll I_p \ll I_1 \qquad (I_1 \simeq I_0)$$

alors

$$V_{R_2} = V_{B_1B_2} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{ou} \quad V_{B_1B_2} = V_{BE} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Cette relation indique qu'il y a multiplication de tension $V_{BE}$. Si l'ensemble des transistors présente quatre seuils, nous aurons

$$R_1 = 3\,R_2 \text{ soit } V_{B_1B_2} = 4\,V_{BE}$$

**Remarques**

— L'efficacité totale de ce procédé n'est valable que si le transistor $T_4$ est couplé thermiquement aux transistors de puissance $T_1$ et $T_2$. Ceci est relativement facile à réaliser en positionnant les trois transistors sur un même radiateur (variation des $V_{BE}$ dans le même sens).

— L'ajustement du point de repos s'effectue par valeur croissante de $R_1$ en partant de zéro. Comme précédemment, on mesure la distorsion et le courant de repos.

— Ce principe de polarisation est pratiquement toujours utilisé dans les amplificateurs de forte puissance de sortie et les amplificateurs à transistors MOS complémentaires.

— On peut éventuellement gagner en dynamique de sortie car les résistances $R_E$ peuvent être réduites.

### 2.4.5.5. Exercice

Déterminer la valeur des éléments pour les quatre ajustements du point de repos présentés dans le cas où la résistance de charge est de 4 Ω et les alimentations ± 20 V. On prendra des transistors Darlington intégrés.

**Solution**

Les transistors Darlington intégrés ont un gain en courant $\beta_{min}$ voisin de 1 000. On en déduit la valeur du courant de base maximum à partir de celle du courant de sortie théorique.

$$i_{S_{max}} \simeq \frac{V}{R_{ch}} = \frac{20}{4} = 5\text{ A}$$

et

$$i_{B_{max}} \simeq \frac{5}{1\,000} = 5 \cdot 10^{-3} = 5\text{ mA}$$

Le générateur de courant devra fournir un courant de repos légèrement supérieur à cette valeur. Nous prenons à priori $I_0 = 6$ mA. Cette valeur nous permet de déterminer les éléments recherchés.

**Résistance parallèle** (figure 2.64)

$$P_1 = 0{,}7/I_0 = 0{,}7/6 \,.\, 10^{-3} = 116\ \Omega$$

$$\mathbf{P_1 = 116\ \Omega}$$

**Résistance série** (figure 2.65)

Si on tient à une polarisation de valeur proche de la précédente, alors

$$\mathbf{P_2 = P_1 = 116\ \Omega}$$

Rappelons qu'une valeur supérieure de cette résistance accentue la polarisation en classe AB, ce qui diminue la distorsion et le rendement.

**Thermistance** (figure 2.66)

Pour une thermistance remplaçant une diode, sa valeur doit être de :

$$\frac{0{,}6}{6 \,.\, 10^{-3}} = \mathbf{100\ \Omega} \quad \text{à } 25\ °C$$

Pour le remplacement de deux diodes elle doit valoir **200 Ω.**

**Multiplicateur de jonction** (figure 2.67)

A partir de la règle du dixième, dans la relation :

$$I_B \ll I_p \ll I_2$$

on obtient, pour un transistor dont le $\beta$ est voisin de 100,

$$I_p = 0{,}6\ \text{mA} \quad \text{car} \quad I_2 \simeq 6\ \text{mA} \quad \text{et} \quad I_B \simeq 60\ \mu\text{A}$$

Ainsi :

$$\mathbf{R_2} = \frac{0{,}6}{6 \,.\, 10^{-4}} = \mathbf{1\,000\ \Omega}$$

et

$$\mathbf{R_1} = 3\ R_2 = \mathbf{3\,000\ \Omega}$$

En pratique, on prendra $R_1 > 3\ R_2$, et on règlera avec prudence en partant de zéro.

## 2.4.6. PUSH-PULL A GAIN EN TENSION SUPÉRIEUR A L'UNITÉ

Nous verrons dans le chapitre suivant que, pour obtenir les meilleures caractéristiques (constance de gain, bruit sur l'étage de sortie, distorsion la plus faible possible...), il faut réaliser un asservissement présentant un gain de boucle élevé tout en conservant la stabilité. Ces conditions sont facilement

réalisables avec des amplificateurs opérationnels dont le gain en tension statique est important. Ceux-ci pilotent l'étage push-pull. Mais nous avons vu que ce dernier étage (push-pull série) présente un gain en tension de 1. Pour obtenir une dynamique de sortie élevée ($s_{max}$), l'amplificateur opérationnel doit fournir cette même dynamique donc être alimenté par une tension V supérieure à $s_{max}$. Il existe actuellement sur le marché des circuits intégrés haute tension (plusieurs dizaines de volts) mais ceux-ci ne sont pas forcément disponibles rapidement. Il faut alors se contenter du commun c'est-à-dire utiliser un amplificateur opérationnel classique dont la tension d'alimentation maximale est ± 18 V et affecter le push-pull d'un gain en tension supérieur à 1. Plusieurs structures peuvent être rencontrées au chapitre 7 mais nous n'en présenterons que deux, la deuxième étant de loin la plus souvent utilisée.

### 2.4.6.1. Augmentation du gain par émetteur commun

On positionne entre l'amplificateur opérationnel et l'étage de sortie un montage double émetteur commun, voire double base commune. La figure 2.68 représente le premier cas. Les transistors $T_3$ et $T_4$ sont polarisés par deux diodes et deux résistances $R_1$. La stabilité thermique est assurée par les résistances $R_3$. La dynamique de sortie du circuit intégré étant réduite (donc avantageux pour le phénomène de slew rate), elle nous permet de polariser les diodes par les résistances $R_1$. Les transistors intermédiaires $T_3$ et $T_4$ pilotent respectivement $T_1$ et $T_2$ qui fonctionnent eux aussi en émetteur

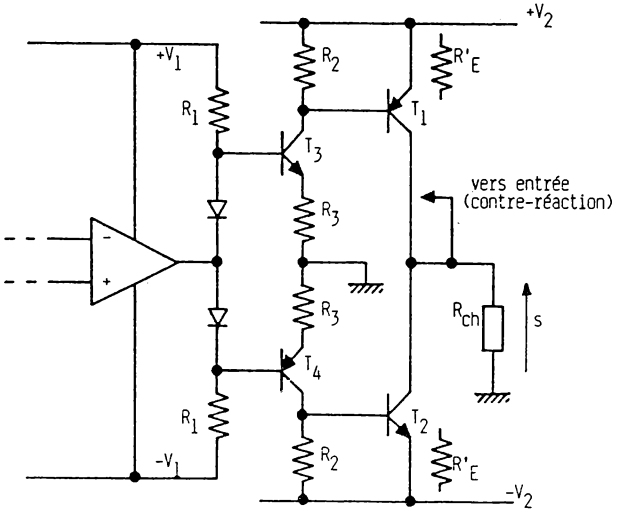



Figure 2.68

commun. Les résistances $R_2$ polarisent ceux-ci en classe B. Si, pour diminuer la distorsion, on veut une polarisation en classe AB, il faut ajouter des résistances qui assurent la stabilité thermique.

**Remarque.** Le fait d'ajouter deux étages émetteurs communs à la suite de l'amplificateur opérationnel aboutit à obtenir un gain de boucle tellement élevé qu'il y a de très fortes chances de transformer l'ensemble en un magnifique oscillateur difficile à « calmer ». C'est pourquoi nous préférons la solution suivante.

### 2.4.6.2. Contre-réaction partielle sur le push-pull

C'est le même schéma que précédemment auquel nous avons ajouté une contre-réaction partielle réalisée par le pont de retour constitué des résistances XR et R (figure 2.69). Une analyse rapide permet de comprendre le fonctionnement :

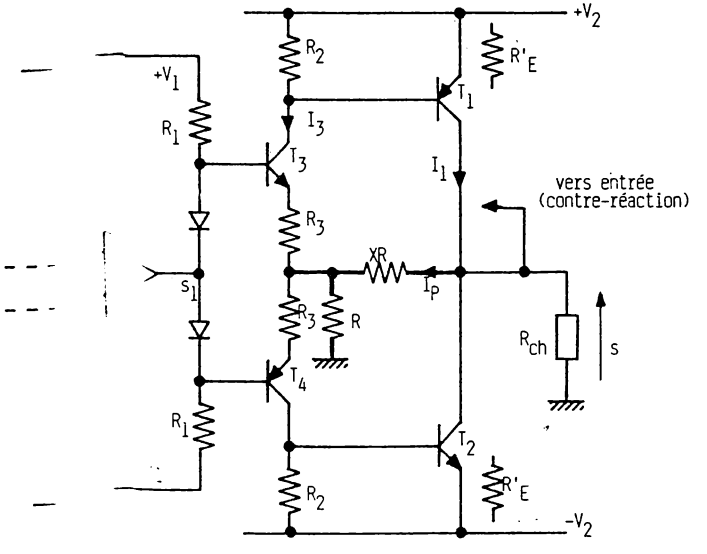



**Figure 2.69**

Nous que la tension aux bornes des résistances $R_3$ est négligeable variations positives de la tension de sortie $s_1$ de l'amplificateur opérationnel, nous avons une conduction « farouche » du transistor $T_4$. La tension de sortie s varie positivement et entraîne dans le même sens l'émetteur de $T_3$ grâce au pont diviseur XR et R. Lorsque le potentiel émetteur a atteint une tension identique à $s_1$, il y a équilibre

car une augmentation au delà de cette valeur entraînerait le blocage de $T_3$, ce qui est impossible.

Ainsi

$$V_R \simeq s_1 \simeq s \frac{R}{R + XR}$$

On a alors

$$s = s_1 \frac{R + XR}{R} \simeq (1 + X)\, s_1$$

Le schéma bloc de cet étage de sortie est présenté au chapitre 5.

**Remarques**

— Il faut choisir les résistances R et XR telles qu'elles soient parcourues par un courant petit devant le courant de sortie et grand devant celui circulant dans le transistor $T_3$

$$I_3 \ll I_p < I_1$$

— Si cet étage de sortie a tendance à osciller, on peut toujours diminuer son gain de boucle en augmentant la valeur des résistances $R_3$ et $R'_E$.

— On rencontre dans certains cas de fonctionnement basse fréquence à distorsion pas trop rigoureuse, une attaque directe de l'amplificateur opérationnel vers les transistors $T_3$ et $T_4$ sans résistance $R_1$ ni diodes.

### 2.4.6.3. Exercice

On se propose d'étudier le montage de la figure 2.69 avec les conditions du cahier des charges suivantes :

$$\pm V_2 = \pm 50 \text{ V}, \pm V_1 = \pm 15 \text{ V et } R_{ch} = 200\ \Omega$$

Définir la valeur des éléments.

**Solution**

Positionnons rapidement les transistors. Pour une dynamique de sortie maximale, le courant dans les transistors $T_1$ et $T_2$ est de 50/200 = 250 mA $\simeq I_1$.

La puissance de sortie en régime sinusoïdal est

$$P_{s_{max}} = \frac{\left(\frac{50}{\sqrt{2}}\right)^2}{200} = 6{,}25 \text{ W} \quad \text{avec} \quad s_{max} = 50 \text{ V} = V_2$$

A cette valeur correspond une puissance dissipée dans les transistors de quelques watts. Nous choisissons donc ceux-ci de la manière suivante :

$$\left.\begin{array}{l} P_{max} > 10 \text{ W} \\ I_{C_{max}} > 1 \text{ A} \\ V_{CE_{max}} > 100 \text{ V} \end{array}\right\} \quad \text{soit un } \beta_{min} \simeq 50$$

Le courant $I_3$ est légèrement supérieur au courant de base maximum de $T_1$ soit $\frac{0,25}{50} = 5$ mA. Si on prend $I_{3_{max}} = 6$ mA, le courant $I_{p_{max}}$ peut valoir 60 mA. On en déduit $\mathbf{R + XR} = \frac{S_{max}}{60\text{ mA}} = \mathbf{830\ \Omega}$. Pour obtenir la valeur de R, il faut s'imposer une dynamique maximale de $s_1$ à partir de celle de la tension de sortie. Avec $s_{1_{max}} = 5$ V (à cause du slew rate de l'amplificateur opérationnel et de la résistance $R_1$), et en utilisant la relation vue au paragraphe précédent, nous avons

$$s = (1 + X)\, s_1 \quad \text{ou} \quad 1 + X = \frac{50}{5} = 10$$

soit

$$X = 9$$

Ainsi

$$(1 + X)\, R = 830\ \Omega \quad \text{et} \quad \mathbf{R = 83\ \Omega}$$

Il faut connaître la puissance dissipée dans ces éléments. La tension maximale aux bornes de R est égale à $s_{1_{max}}$ donc

$$\mathbf{P_R} = \frac{\left(\frac{5}{\sqrt{2}}\right)^2}{83} = \mathbf{0,15\ W}$$

et

$$P_{XR} = P_{9R} = \mathbf{1,35\ W}$$

**La résistance $R_2$** est définie à partir de la tension à ses bornes (environ 0,6 V) et de son courant qui représente la différence entre $I_{3_{max}}$ et $I_{B_{1_{max}}}$ soit 1 mA

$$\mathbf{R_2} = \frac{0,6}{10^{-3}} = \mathbf{600\ \Omega}$$

La résistance $R_3$ est définie à partir de la relation de stabilité thermique.

$$R_3 = R_E > 2 \,.\, 10^{-3} \,.\, R_{th_{ja}} \,.\, V$$

Le transistor $T_3$ qui peut être un 2N 1711 présente comme caractéristiques (déjà citées)

$P_{max} = 0,8$ W sans radiateur
$I_{C_{max}} = 600$ mA
$V_{CE_{max}} = 60$ V

Le $\beta_{min}$ est de 100 et la résistance thermique jonction-ambiante de 220 °C/W $= \frac{175}{0,8}$.

Ainsi

$$R_3 > 2 \,.\, 10^{-3} \,.\, 2{,}2 \,.\, 10^2 \,.\, 50 = \mathbf{22\,\Omega}$$

On voit ici l'insuffisance de la règle du dixième qui aurait donné

$$R_3 = \frac{R /\!/ \times R}{10} \simeq 7{,}5\,\Omega$$

Mais comme nous nous sommes imposé une dynamique réduite de 5 V aux bornes de la résistance R, on a intérêt à prendre une valeur de $R_3$ suffisamment grande afin d'assurer une bonne stabilité thermique. Pour $R_3 = 100\,\Omega$, la chute de tension maximale est $100 \times 6$ mA $= 0{,}6$ V, valeur tout à fait raisonnable.

La résistance $R_1$ est définie différemment de ce que nous avons vu. Si on considère que la tension minimale à ses bornes est $V - s_{1\,max} = 10$ V et que l'on prend

$$I_D = 1\text{ mA} \quad \text{et} \quad I_{B_{3_{max}}} = \frac{6\text{ mA}}{100}$$

alors

$$R_1 \simeq \frac{10}{1\text{ mA}} = \mathbf{10\,k\Omega}$$

## 2.5. PROTECTION DES AMPLIFICATEURS

La protection des amplificateurs de puissance est un problème fondamental qu'il ne faut jamais négliger. Trois paramètres sont à surveiller :

— la surintensité de sortie,

— la surtension d'alimentation,

— l'élévation exagérée de température de jonction des transistors de puissance.

Dans les circuits intégrés (régulateurs de tension, amplificateurs de puissance...) qui représentent l'évolution de l'électronique analogique, les protections existent (au minimum celle contre la surintensité). La protection en température est facile à réaliser à cause de la technologie monolithique.

Pour les amplificateurs à éléments discrets (qui existeront encore longtemps), la protection est plus difficile à mettre au point. Son efficacité n'est pas entièrement satisfaisante car la limitation en intensité ne favorise pas la puissance dissipée dans les transistors de sortie, surtout en cas de court-circuit. Il n'est pas rare de trouver, dans certains cas d'applications, des fusibles en sortie (par exemple en audiofréquence). Nous allons présenter quelques-unes de ces protections en donnant leurs avantages et inconvénients. La liste n'est pas limitative et des cas marginaux peuvent quelquefois être rencontrés.

## 2.5.1. PROTECTION PAR TRANSISTORS SUR L'ÉTAGE DE SORTIE

### 2.5.1.1. Protection en intensité (figure 2.70)

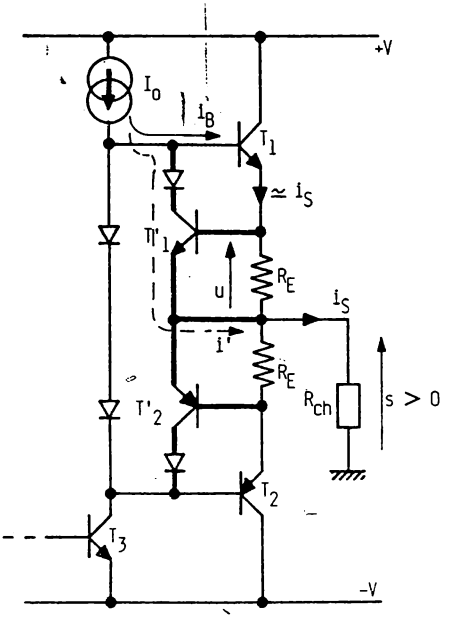



**Figure 2.70**

Cette protection est certainement la plus utilisée. Elle nécessite deux transistors $T'_1$ et $T'_2$ protégeant ceux de puissance $T_1$ et $T_2$. Le processus de limitation en intensité est le suivant. Lorsque le courant de sortie $i_S$ augmente en valeur positive par exemple, il y a augmentation de la tension aux bornes de la résistance $R_E$ qui est u. Lorsque cette tension u a atteint 0,6 V, le transistor $T'_1$ commence à conduire. Il dérive une partie du courant $I_0$ qui est i'. Nous pouvons penser qu'à la limite $i_B$ devient nul. Ceci est impossible car le courant de sortie le serait aussi et u reviendrait à zéro, bloquant le transistor $T'_1$. Il se produit un équilibre et i' prend une valeur telle que $i_B$ assure une tension aux bornes de $R_E$ sensiblement égale à 0,6 V. Nous avons la relation

$$i_{S_{max}} \simeq \frac{0,6}{R_E}$$

Lorsque le transistor $T'_1$ est commandé par la tension aux bornes de la résistance $R_E$, la limitation en courant se produit trop tôt (valeur de $i_S$ plus faible que celle admise en conduction maximale). Il faut alors utiliser un

diviseur de tension ainsi que l'indique la figure 2.71. Les résistances $R_1$ et $R_2$ sont définies suivant deux critères :

— le courant les traversant doit être très inférieur au courant principal $i_{S_{max}}$.

— la tension u aux bornes de la résistance $R_2$ doit atteindre 0,6 V lorsque $u_{R_E} = u'$ est à son maximum.

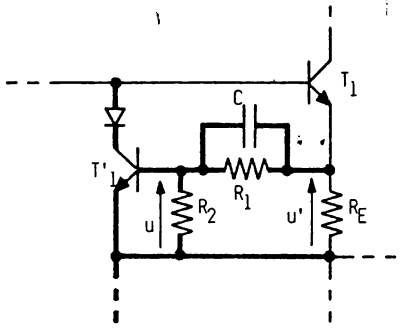



**Figure 2.71**

**Remarques**

Le condensateur C permet d'accélérer la conduction du transistor de protection $T'_1$ sans intervenir en régime normal de fonctionnement ($Z_c \ll R_1$).

La diode qui est en série avec le transistor $T'_1$ empêche celui-ci de conduire en inverse lors du fonctionnement normal.

Une variante du principe précédent est indiquée sur le schéma de la figure 2.72. Pour une augmentation du courant de sortie $i_S$, la tension u aux

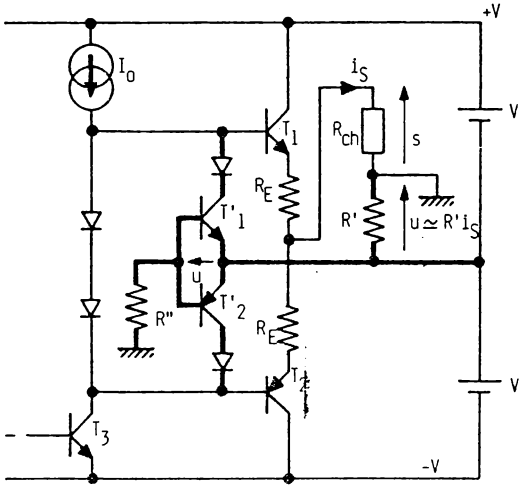



**Figure 2.72**

bornes de la résistance R′ suit. Lorsque celle-ci atteint 0,6 V, le transistor $T'_1$ conduit laissant circuler un courant de

$$i_{S_{max}} \simeq \frac{0{,}6}{R'}$$

Le seul inconvénient présenté par cette solution est que le point commun des alimentations n'est pas à la masse (zéro électrique) de l'ensemble.

La résistance R″ limite le courant de base des transistors de protection en cas de surcharge rapide. Ceux-ci travaillent en équivalence base commune, donc rapidité d'intervention.

Dans les deux cas précédents, lorsque se présente un court-circuit en sortie, la puissance dissipée dans chaque transistor est $Vi_{S_{max}}$. Elle est en général toujours trop importante.

### 2.5.1.2. Protection en puissance

La protection en puissance est plus efficace que la protection en intensité car elle limite la température de jonction des transistors en cas de court-circuit. Elle est toutefois délicate à régler. Le schéma de la figure 2.73 en donne le

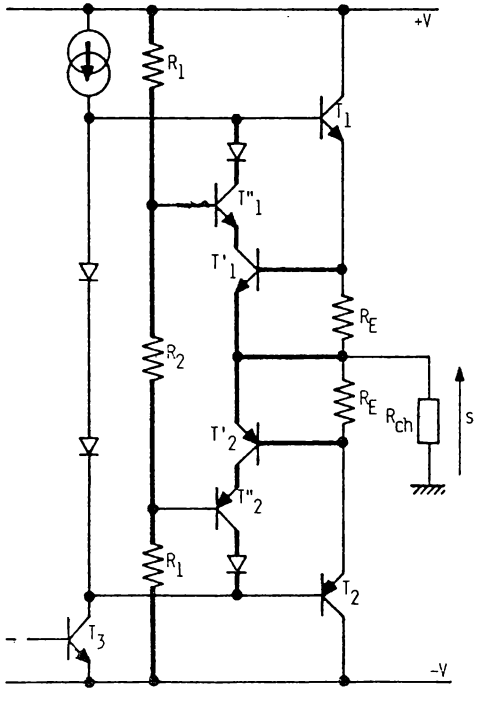



Figure 2.73

principe. Le pont de résistances $R_1$, $R_2$ et $R_1$ est tel que, pour $s \simeq 0$, les transistors $T'_1$, et $T''_2$ peuvent conduire alors qu'ils tendent à se bloquer pour une tension de sortie importante. Comme la tension aux bornes de la résistance $R_E$ peut être supérieure à 1 volt lorsque l'intensité de sortie est maximale, ce montage limite le courant de court-circuit à une valeur bien inférieure au courant de sortie nominal. La puissance dissipée dans le transistor est ainsi diminuée. Le protection n'étant pas assurée lorsque la tension de sortie est maximale, il y a lieu de bien dimensionner l'étage d'attaque afin qu'il ne puisse fournir un courant trop important aux bases des transistors de puissance.

## 2.5.2. PROTECTION PAR ANTICIPATION

Le terme anticipation veut dire que la protection agit non pas sur l'étage push-pull mais sur l'étage « driver », ce qui évite la destruction de $T_3$, en cas de court-circuit pour la figure 2-70.

### 2.5.2.1. Protection en intensité (figure 2.74)

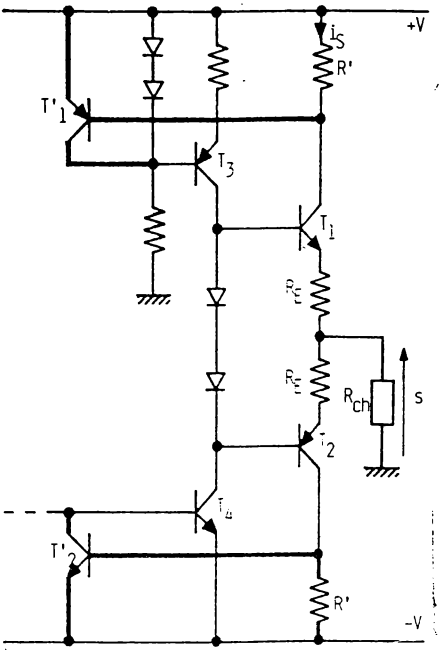



Figure 2.74

Deux résistances R′ sont connectées en série avec les transistors de puissance. Lorsque la tension à leurs bornes est de 0,6 V, les transistors de protection $T'_1$ et $T'_2$ conduisent et tendent à bloquer le transistor du générateur de courant $T_3$ et le transistor fonctionnant en émetteur commun $T_4$. En fait, et comme précédemment, il y a une limitation en intensité telle que $i_{S_{max}} \cdot R' = 0{,}6$ V. L'avantage de ce principe est que les transistors $T_3$ et $T_4$ travaillent à faible courant durant les périodes de limitation par rapport aux principes déjà vus.

### 2.5.2.2. Protection en puissance

La protection précédente est insuffisante en cas de court-circuit car les transistors de puissance dissipent énormément. Il faut réaliser une limitation en puissance. Le schéma de la figure 2.75 représente le principe et montre la complexité de réalisation. La protection étant symétrique, nous faisons l'analyse de fonctionnement pour la partie positive. Le transistor $T'_1$ est commandé par le courant principal (tension aux bornes de la résistance $R_E$) et par la tension aux bornes de la diode Zener lorsque la sortie est voisine

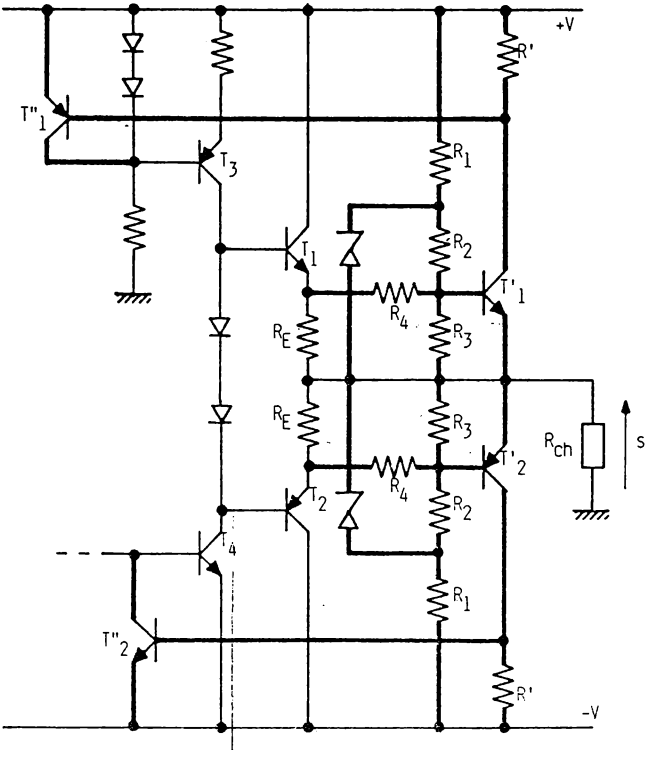



Figure 2.75

de zéro. Ce transistor $T'_1$ commande le transistor $T''_1$ qui limite en courant le générateur constitué par $T_3$. La commande en tension du transistor $T'_1$ permet de ramener le courant de court-circuit à une valeur très inférieure à la valeur maximale. Au fur et à mesure que la tension de sortie s augmente, le courant dans la résistance $R_2$ diminue (diode Zener bloquée) et la protection en intensité devient prépondérante. Ce procédé très efficace est, répétons-le, difficile à mettre au point.

### 2.5.3. PROTECTION PAR DIODES (figure 2.76)

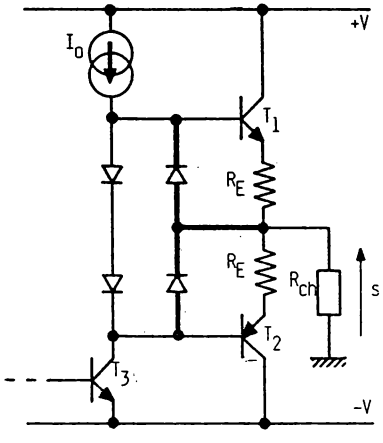



**Figure 2.76**

Ce procédé est issu des notes d'application de la société Motorola. Lorsque le courant de sortie augmente en valeur positive ($T_1$ conduit), la tension aux bornes de la résistance $R_E$ augmente aussi. La figure 2.77 montre que le maximum atteint par cette tension est de 1,2 V, lorsque les trois diodes conduisent (deux du translateur et une de protection). Nous sommes dans ce cas encore en présence d'une limitation en intensité telle que

$$R_E\, i_{s_{max}} = 1{,}2\ V$$

**Remarques**

— Cette limitation est moins souple que les précédentes car la tension maximale atteinte aux bornes de la résistance $R_E$ est un multiple de 0,6 V.

— En cas de court-circuit franc, le transistor « driver » risque de trop conduire, il faut alors le protéger par une résistance connectée en série avec son collecteur ou son émetteur.

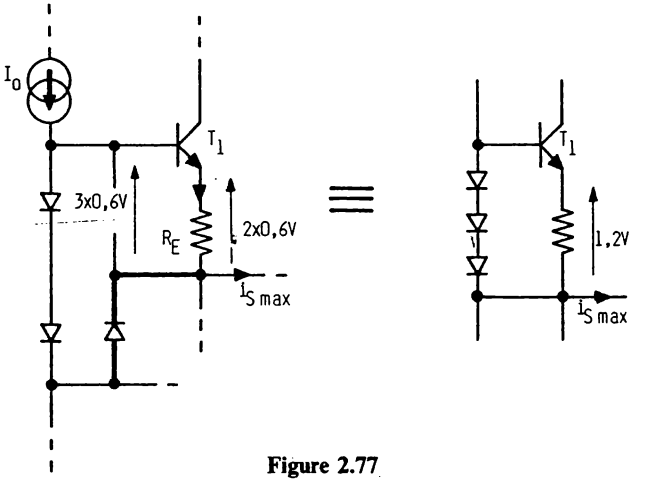



**Figure 2.77**

## 2.5.4. PROTECTION PAR THYRISTOR (figure 2.78)

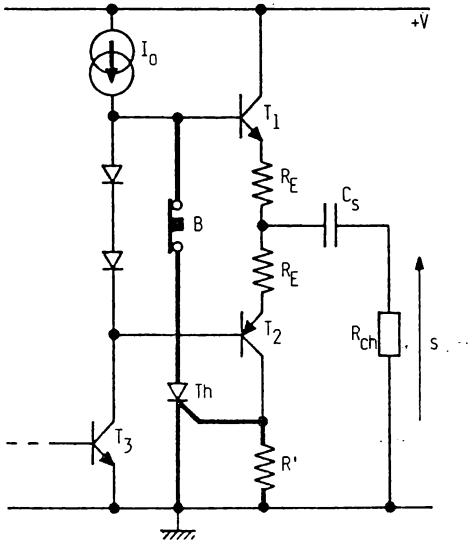



**Figure 2.78**

Cette protection est intéressante car elle constitue une disjonction. Lorsque le courant dans le transistor $T_2$ devient trop important, la tension aux bornes de la résistance R' est telle que le thyristor Th s'amorce. Si son courant de maintien est inférieur à $I_0$, l'ensemble des éléments de montage

est ramené au potentiel zéro. Les transistors $T_1$, $T_2$ et $T_3$ sont bloqués. Pour revenir à un fonctionnement normal, il faut ouvrir le circuit du thyristor à l'aide du bouton poussoir B. Il est évident qu'il faut d'abord supprimer la cause de surcharge.

**Remarques**

— Cette protection marginale permet d'amorcer toute innovation. Le thyristor peut être remplacé par un transistor, la protection devient alors une limitation.

— Dans tous les cas de figure, il faudra bien analyser le comportement des éléments en période transitoire de surcharge et de protection (décharge de condensateurs, conduction de jonction en inverse...).

## 2.5.5. EXERCICE

Déterminer les éléments de protection des figures 2.70 et 2.71 pour un amplificateur alimenté entre ± 20 V et une résistance de charge de 10 Ω.

**Solution**

Il faut déterminer les éléments de l'amplificateur. Pour une charge de 10 Ω et une alimentation de 20 V, le courant maximum est voisin de 2 A. Il faut utiliser des transistors Darlington. Si ceux-ci sont intégrés, leur $\beta_{min}$ est voisin de 1 000 et le courant de base de 2 mA. Il faut alors travailler avec $I_0 > 2$ mA. Nous prendrons 4 mA afin d'assurer une conduction correcte des diodes. Le calcul de $R_E$ pour une tension de 20 V peut s'effectuer à l'aide de la relation

$$R_E > 2 \,.\, 10^{-3} \,.\, V \,.\, R_{th_{ja}}$$

Une approximation permet de déterminer $R_{th_{ja}}$ en prenant $\theta_j = 100$ °C, $\theta_a = 30$ °C et un rendement $\eta = 0{,}5$.

En régime sinusoïdal la puissance de sortie maximale est voisine de

$$P_{s_{max}} \simeq \frac{\left(\frac{20}{\sqrt{2}}\right)^2}{10} = 20 \text{ W}$$

En fonction de la valeur du rendement on détermine la puissance maximale dissipée dans chaque transistor soit 10 W. Ainsi

$$R_{th_{ja}} = \frac{\theta_j - \theta_a}{P} = \frac{100 - 30}{10} = 7 \text{ °C/W}$$

donc

$$R_E > 2 \,.\, 10^{-3} \,.\, 20 \,.\, 7 \quad R_E > 0{,}28 \ \Omega$$

A partir de la règle du dixième, on aurait trouvé $R_2 = 1\ \Omega$.

En prenant cette dernière valeur, on détermine les éléments de la figure 2.71. La tension maximale u' est voisine de 2 V. Si nous imposons cette valeur de courant comme valeur limite de protection, le transistor $T'_1$ doit commencer à conduire lorsque celle-ci est atteinte. Nous avons les relations

$$V_{R_{E_{max}}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0{,}6 = 2 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

et

$$R_1 + R_2 \gg R_E \quad R_1 + R_2 \gg 1\,\Omega$$

La première relation nous donne $R_1 = 2{,}3\ R_2$. En prenant

$$R_1 + R_2 = 100\,\Omega$$

il vient

$$R_1 = 70\,\Omega \quad \text{et} \quad R_2 = 30\,\Omega$$

Le courant maximum qui les traverse est très grand devant le courant de base du transistor $T'_1$. En effet son courant collecteur est, en limitation, égal à $I_0 - i_{B_{max}} = 2$ mA. Le condensateur est défini à partir de la constante de temps $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C$ que l'on s'impose pour accélérer le processus.

## 2.6. AMPLIFICATEURS CLASSE B SÉRIE A TRANSISTORS MOS

Afin de limiter les distorsions, les amplificateurs doivent présenter une bande passante élevée. Le dernier étage push-pull utilisant des transistors bipolaires complémentaires n'est pas suffisamment rapide. Il faut en effet se souvenir que la fréquence de transition $f_T$ est en général voisine d'1 MHz. L'arrivée sur le marché des transistors à effet de champ de puissance (MOS FET) a permis de faire évoluer les étages push-pull dans le sens de la rapidité et dans certains cas, de la simplicité. Deux structures existent :

— structure à transistors MOS complémentaires polarisés en classe B, AB ou A.

— structure à transistors MOS canal N plus rapide que la précédente.

### 2.6.1. RAPPEL DES CARACTÉRISTIQUES

#### 2.6.1.1. Caractéristiques statiques des MOS (figure 2.79)

Elles sont de formes très voisines de celles des transistors bipolaires. Toutefois, la tension de « seuil » peut être de quelques volts et la pente

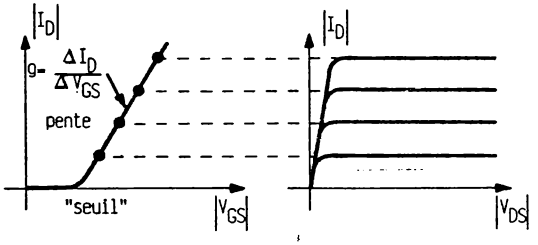



**Figure 2.79**

$g = \frac{\Delta I_0}{\Delta v_{gs}}$ de l'ordre de l'ampère ou de quelques ampères par volt. Les caractéristiques des transistors N et P sont approchantes, ce qui permet de polariser ces derniers de manière simple. Comme pour les transistors bipolaires, la mobilité des électrons étant double de celle des charges positives on préfèrera dans certains cas utiliser deux transistors MOS canal N.

### 2.6.1.2. Montages fondamentaux petits signaux

Les montages fondamentaux à transistors à effet de champ sont étudiés dans l'ouvrage *Composants actifs discrets*. Rappelons l'essentiel pour une attaque en tension ou en courant.

— **Montages drain commun**

• **Attaque en tension** (figure 2.80). A partir du schéma équivalent en régime variable et de la relation

$$i_d = g \cdot v_{gs}$$

on en déduit, et ceci pour des signaux relativement importants, les caractéristiques suivantes

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{g R_{ch}}{1 + g R_{ch}} \quad \text{et} \quad R_s = \frac{1}{g} /\!/ R_{ch}$$

**Remarque.** Dans les amplificateurs push-pull série, la seule résistance présente est la résistance de charge. Celle-ci intervient pour déterminer le gain en tension dans les montages à transistors MOS.

La résistance de sortie, vue par la charge est 1/g, l'inverse de la pente.

• **Attaque en courant** (figure 2.81). La transformation tension-courant est ici directe, $v_e = R i_e$, soit

$$\frac{v_s}{i_e} = \frac{g R_{ch} R}{1 + g R_{ch}} \quad \text{et} \quad R_s = \frac{1}{g} /\!/ R_{ch}$$

— **Montages source commune**

• **Attaque en tension** (figure 2.82). Les caractéristiques sont

$$\frac{v_s}{v_e} = -\,g\,R_{ch} \quad \text{et} \quad R_s = R_{ch}$$

Dans ce cas, la charge voit une résistance interne infinie. Nous [illegible]ons déjà rencontré ce cas où, sans charge, on ne peut définir le générat[illegible]r de Thévenin mais un générateur de Norton. Le gain en tension dépend [illegible]$R_{ch}$.

• **Attaque en courant** (figure 2.83). Le courant circule dans la rési[illegible]nce R connectée entre l'entrée et la sortie de cet amplificateur. Les caractéris[illegible]ues sont (démonstration faite en fin de paragraphe) :

$$\frac{v_s}{i_e} = \frac{g\,R_{ch}\,R}{1 + g\,R_{ch}} \quad \text{et} \quad R_s = \frac{1}{g} /\!/ R_{ch}$$

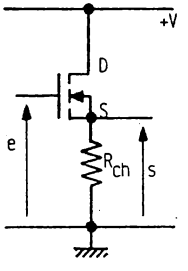



Figure 2.80

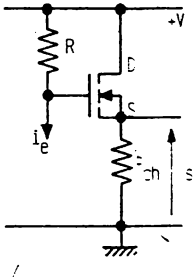



Figure 2.81

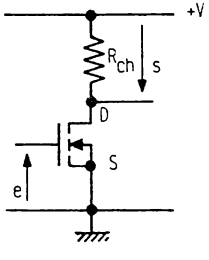



Figure 2.82

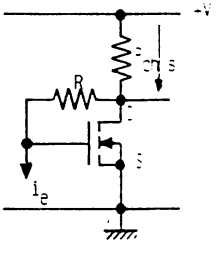



Figure 2.83

**Remarque.** Les caractéristiques de transfert $v_s/i_s$ sont les mêmes [illegible]n commun et en source commune. Ceci est très intéressant car il y aur[illegible]ie de fonctionnement pour le montage push-pull utilisant deux trans[illegible]S identiques, canal N.

## 2.6.2. PUSH-PULL SÉRIE SYMÉTRIQUE

Il utilise deux transistors complémentaires (par exemple IRF 530 et IRF 9530 de chez International Rectifier présentés au chapitre 1). L'attaque de cet étage de puissance peut s'effectuer de manière identique à celle des montages symétriques à transistors bipolaires NPN et PNP.

**Remarques**

— La tension de seuil est importante, la polarisation s'effectue alors par un multiplicateur de jonctions qui permet de travailler par réglage fin, en classe B ou AB (peu en classe A).

— L'emballement thermique est rarement à craindre car les caractéristiques $I_D$ ($V_{GS}$) se déplacent peu en fonction de la température et présentent un point commun (voir figures 1.65 et 1.66). Il n'est donc pas nécessaire d'utiliser des résistances de sources.

— La tension $V_{GS}$ devenant importante en fonction du courant, il y a protection naturelle contre les surcharges. Ceci présente toutefois un inconvénient, il y a limitation en dynamique de sortie et le rendement maximum pratique est plus faible que le rendement d'un push-pull à transistors bipolaires. Dans certains amplificateurs audiofréquences, l'électronique de commande est alimentée par une source continue plus importante que la source de puissance. Les figures 2.84, 2.85 et 2.86 positionnent le problème général de ces amplificateurs symétriques double drain commun.

— **Figure 2.84.** Les transistors $T_1$ et $T_2$ sont les deux éléments de puissance complémentaires. Ils sont polarisés par le multiplicateur de jonction $T_4$ qui peut éventuellement être « fixé » sur le même radiateur que $T_1$ et $T_2$ afin d'assurer une meilleure stabilité thermique. A ce propos, nous verrons au chapitre 5 un asservissement statique non pas du point de repos en tension mais en courant. Les transistors $T_3$ et $T_5$ travaillent en émetteur commun. On ne peut utiliser un générateur de courant de polarisation ($T_4$ ou $T_5$) que si on ajoute à ses bornes une résistance comme dans le cas de la figure 2.87 car il n'y a pas de courant variable de commande des transistors (contrairement au courant de base des bipolaires).

— **Figure 2.85.** C'est une application plus simple que la précédente car, à cause du bootstrapp qui en plus permet d'augmenter la dynamique de commande, il n'y a qu'une seule entrée sur le transistor $T_3$.

— **Figure 2.86.** C'est un montage symétrique où la tension d'alimentation $V_1$ est supérieure à la tension $V_2$ afin, comme nous l'avons relaté, d'augmenter la dynamique de sortie et le rendement de l'étage de puissance.

**Caractéristiques de sortie**

— Le fonctionnement en double drain commun nous donne les caractéristiques suivantes

$$G_{v_0} \text{ du push-pull} = \frac{g\,R_{ch}}{1 + g\,R_{ch}} \qquad \text{et} \qquad R_s = \frac{1}{g}$$

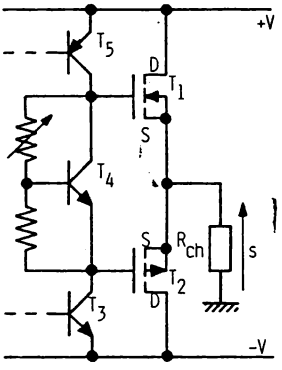



**Figure 2.84**

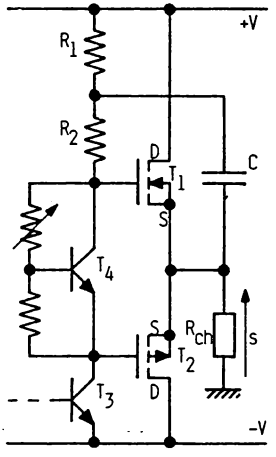



**Figure 2.85**

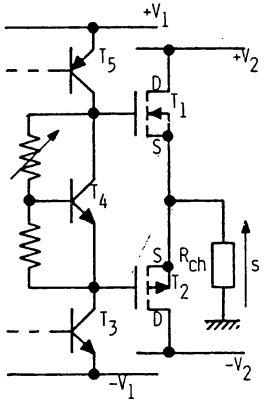



**Figure 2.86**

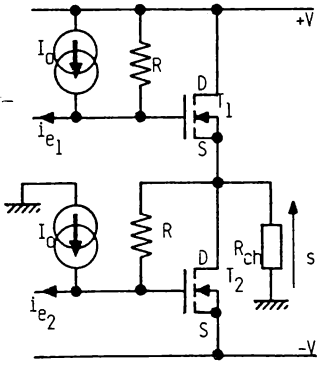



**Figure 2.87**

— La dynamique de sortie est plus difficile à définir que pour les montages push-pull à transistors bipolaires. L'exercice 2 du paragraphe 2.6.4., en donne un exemple.

## 2.6.3. PUSH-PULL SÉRIE DISSYMÉTRIQUE

Son schéma de principe est représenté sur la figure 2.87. Donnons ses avantages.

— Il présente une plus grande rapidité à cause de l'utilisation des transistors canal N.

— La commande est compliquée car, pour symétriser les caractéristiques dynamiques, il faut effectuer une commande en courant $i_{e_1}$ et $i_{e_2}$ issue d'un amplificateur différentiel. Un schéma complet est proposé au chapitre 7. Nous avons vu que la résistance de sortie était égale à $1/g$.

## 2.6.4. EXERCICES

***Exercice* 1.** Déterminer la caractéristique de transfert $\frac{v_s}{i_s}$ du montage de la figure 2.83.

**Solution**

En première approximation, sachant que $R \gg R_{ch}$, on peut négliger $i_e$ devant $i_d$. Les équations de fonctionnement extraites de la figure 2.88, pour $i_s = 0$ sont

$$v_s = - g\, v_{gs}\, R_{ch}$$

et

$$v_s - v_{gs} = R i_e$$

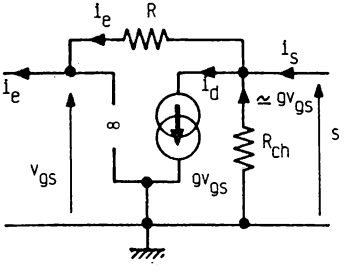



**Figure 2.88**

en extrayant de la première équation $v_{gs}$ et en le reportant dans la deuxième, il vient

$$v_s + \frac{v_s}{g\, R_{ch}} = R i_e$$

soit

$$v_s \left( \frac{g\, R_{ch} + 1}{g\, R_{ch}} \right) = R i_e$$

donc

$$\frac{v_s}{i_e} = \frac{g\, R_{ch}\, R}{1 + g\, R_{ch}}$$

Pour obtenir la résistance de Thévenin de sortie on considère $i_s \neq 0$. Les équations deviennent

$$v_s = -(g\, v_{gs} - i_s)\, R_{ch}$$

$$v_s - v_e = R i_e$$

Avec le même déroulement que précédemment, l'équation finale est

$$v_s = \frac{g\, R_{ch}\, R}{1 + g\, R_{ch}} \cdot i_e + \frac{R_{ch}}{1 + g\, R_{ch}} i_s$$

On trouve la caractéristique de transfert précédente et la résistance dynamique de sortie en remarquant que

$$\frac{R_{ch}}{1 + g\, R_{ch}} = \frac{1}{g} /\!/ R_{ch}$$

***Exercice* 2.** Nous avons vu précédemment que la dynamique de sortie d'un push-pull à transistors MOS était diminuée à cause de la tension $V_{GS}$ importante. Si on se réfère au schéma de la figure 2.84, on voit que, lorsque les transistors $T_3$ ou $T_5$ atteignent la saturation, la grille des transistors de puissance est au potentiel du drain c'est-à-dire $\pm$ V. En se ramenant au schéma de la figure 2.89, déterminer graphiquement et théoriquement la tension de sortie $s_{max}$ pour une résistance de charge de 2 Ω puis 1 Ω. Les caractéristiques de transfert $I_D\,(V_{GS})$ du transistor sont représentées sur les figures 2.90 et 2.91.

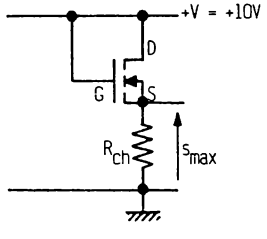



**Figure 2.89**

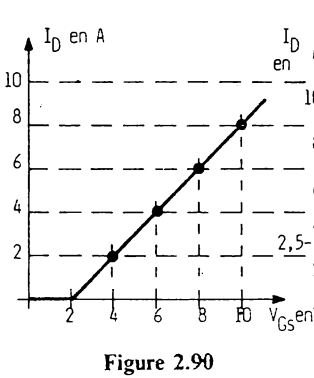



**Figure 2.90**

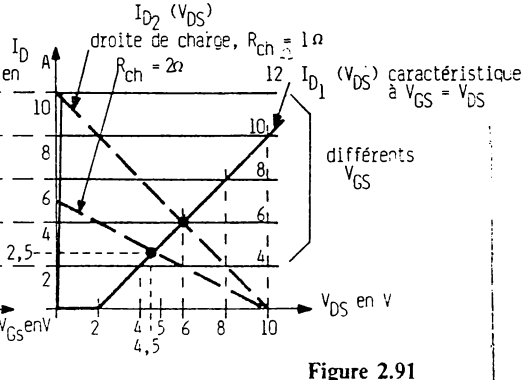



**Figure 2.91**

**Solution**

Il faut tracer la caractéristique $I_{D_1}(V_{DS})$ pour le cas particulier qui nous intéresse c'est-à-dire pour $V_{GS} = V_{DS}$.

La tension de sortie maximale est égale à

$$s_{max} = V - v_{DS}$$

Pour obtenir $v_{DS}$, il faut tracer la droite de charge définie par la relation

$$V = V_{DS} - R_{ch} I_D$$

soit

$$I_{D_2} = -\frac{1}{R_{ch}} V_{DS} + \frac{V}{R_{ch}}$$

Le point de rencontre des deux droites $I_{D_1}(V_{DS})$ et $I_{D_2}(V_{DS})$ nous donne la valeur de la tension aux bornes du transistor. Ainsi nous obtenons

— **pour R = 2 Ω,** $v_{DS} \simeq 4{,}5$ V et $s_{max} \simeq 5{,}5$ V,

— **pour R = 1 Ω,** $v_{DS} \simeq 6$ V et $s_{max} \simeq 4$ V.

Le calcul théorique de $s_{max}$ est défini à partir des relations numériques de $I_{D_1}$ et $I_{D_2}$.

$I_{D_1}$ est de la forme $I_{D_1} = a V_{DS} + b$.

Il est aisé de trouver

$$I_{D_1} = V_{DS} - 2$$

La droite de charge a déjà été définie

$$I_{D_2} = \frac{1}{R_{ch}} V_{DS} + \frac{10}{R_{ch}}$$

**Pour $R_{ch} = 2\ \Omega$**

$$v_{DS} - 2 = -0{,}5\, v_{DS} + 5$$

soit

$$v_{DS} = 4{,}66 \text{ V} \quad \text{et} \quad s_{max} = 5{,}33 \text{ V}$$

**Pour $R_{ch} = 1\ \Omega$**

$$v_{DS} - 2 = -V_{DS} + 10$$

soit

$$v_{DS} = 6 \text{ V} \quad \text{et} \quad s_{max} = 4 \text{ V}$$

**Remarque.** Pour les valeurs extrêmes de la résistance de charge $R_{ch}$, nous obtenons

$$s_{max} = 8 \text{ V} \quad \text{lorsque} \quad R_{ch} \to \infty$$

et

$$i_{S_{max}} = i_D = 8 \text{ A} \quad \text{lorsque} \quad R_{ch} = 0$$

A cette dernière condition correspond une puissance dissipée dans le transistor de 80 W. **Il est nécessaire de prévoir une limitation.**

## 2.7. PUSH-PULL PARALLÈLE A TRANSFORMATEUR DE SORTIE

C'est « l'ancêtre » des push-pull utilisés, à l'origine, avec les tubes. On le rencontre encore actuellement dans plusieurs applications bien précises :

— Lorsque la tension d'alimentation est insuffisante pour un amplificateur push-pull série. Nous avons vu en effet que la dynamique de sortie maximale était V/2 dans le cas d'une alimentation simple +V.

— Dans des applications marginales en audiofréquence, polarisées en classe AB ou A.

— En régime de commutation dans certains onduleurs autonomes.

De très nombreux auteurs ont traité cet amplificateur. Nous nous devons dans cet ouvrage de la présenter succinctement afin d'en comprendre le principe. Comme la liaison de sortie s'effectue par transformateur, il faut faire un rappel à ce propos.

### 2.7.1. TRANSFORMATEUR AUDIOFRÉQUENCE IDÉALISÉ

Le principe du transformateur a été vu dans l'ouvrage *Electronique industrielle*. A partir de la figure 2.92, nous donnons les relations des tensions et courants

$$m = \frac{n_2}{n_1} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{i_1}{i_2}$$

m rapport de transformation,
$n_1$ nombre de spires primaires,
$n_2$ nombre de spires secondaires.

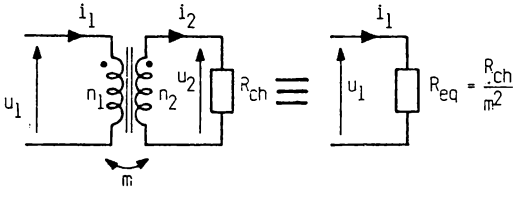



**Figure 2.92**

Bien sûr, dans tout ceci, nous considérons le transformateur parfait c'est-à-dire :

— résistances nulles,
— inductances de fuites nulles (couplage parfait),
— inductance magnétisante infinie.

Dans ces conditions, on voit à l'entrée du transformateur une résistance pure

$$R_{eq} = \frac{R_{ch}}{m^2}$$

## 2.7.2. PRINCIPE SIMPLIFIÉ DU PUSH-PULL PARALLÈLE

Le schéma classique est celui de la figure 2.93. Présentons les différents éléments.

— Le transformateur de sortie B est à point milieu au primaire : chaque demi-primaire est sollicité par les transistors $T_1$ et $T_2$ travaillant l'un après l'autre (push-pull). La charge est au secondaire. Le nombre de spires $n_{B_2}$ de celui-ci dépend de la puissance à transmettre (dynamique maximale).

— Le transformateur d'entrée A est à point milieu au secondaire. Il permet de faire conduire alternativement $T_1$ puis $T_2$. Le primaire fait partie d'un montage, en général émetteur commun, polarisé en classe A présenté au chapitre 4.

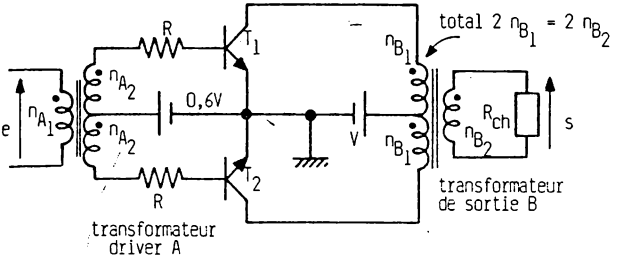



**Figure 2.93**

Les transistors bipolaires sont des NPN travaillant en émetteur commun. On pourrait tout aussi bien travailler avec des PNP. Ils sont polarisés en classe B par le générateur continu de 0,6 V (on suppose les caractéristiques $I_B$ ($V_{BE}$) linéaires). Les résistances R permettent de commander les transistors en courant afin de diminuer la distorsion.

Pour étudier ce montage en régime sinusoïdal permanent nous utilisons le schéma de la figure 2.94 qui est le même que le précédent.

**En statique,** nous avons :

$$V_{CE_1} = V_{CE_2} = V$$

$$V_{BE_1} = V_{BE_2} \simeq 0{,}6\ V \quad \text{car} \quad u_1 = u_2 \simeq 0{,}6\ V$$

$$I_{B_1} = I_{B_2} = 0 = I_{C_1} = I_{C_2}$$

Les transistors sont prêts à conduire (classe B).

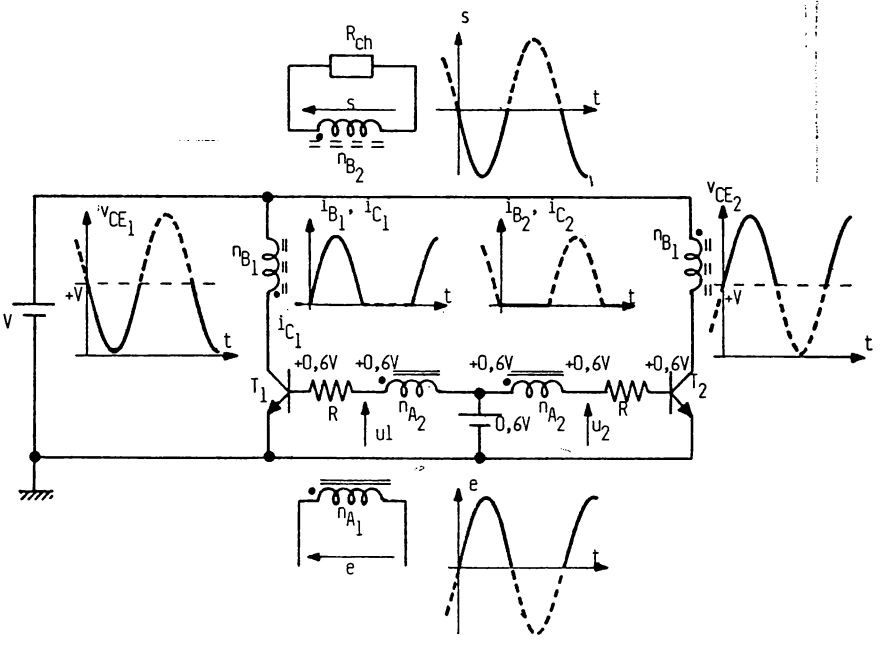



**Figure 2.94**

**En régime dynamique sinusoïdal permanent,** nous supposons que toutes les tensions varient sinusoïdalement et que les courants ne représentent qu'une alternance. Les graphes de ces paramètres sont représentés autour du schéma.

Lorsque la tension d'entrée varie positivement, $u_1$ varie dans le même sens et $u_2$ négativement à cause du transformateur à point milieu d'entrée. $T_2$ reste bloqué, $T_1$ conduit. $i_{B_1}$ et $i_{C_1}$ représentent une alternance positive. Le transformateur de sortie sollicité à son demi-primaire par un courant variable $i_{C_1}$ voit son flux varier suivant la même loi que ce courant ainsi que les tensions. C'est pourquoi $v_{CE_1}$ varie en négatif par rapport à + V et $v_{CE_2}$ varie en positif toujours par rapport à + V et s en négatif.

Lorsque la tension d'entrée varie négativement, $T_2$ conduit et le phénomène précédent se reproduit avec l'autre demi-primaire.

**Remarques fondamentales**

— Pour des caractéristiques réelles de transistors, il faut polariser ceux-ci en classe AB (et quelquefois en classe A) afin de diminuer la distorsion de raccordement.

— Les transistors travaillant l'un après l'autre sur chaque demi-primaire, tout se passe comme si le transformateur était à primaire simple et sollicité

par un générateur de courant sinusoïdal (figure 2.95). On en déduit que chaque transistor, lorsqu'il travaille, voit sur son collecteur une résistance $R_{eq}$ définie par :

$$R_{eq} = \frac{R_{ch}}{m^2} \quad \text{avec} \quad m = \frac{n_{B_2}}{n_{B_1}}$$

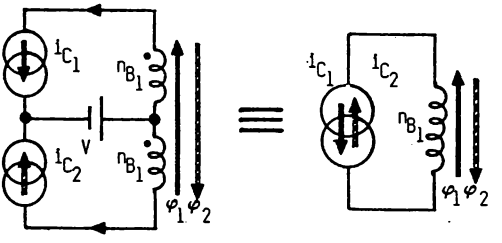



**Figure 2.95**

— Comme dans le cas du push-pull série, le signal de sortie, s'il est distordu, ne présente pas d'harmoniques pairs.

— Les graphes des tensions et courants ont été représentés pour une dynamique maximale car les transistors atteignent tout juste la saturation. Dans le cas des hacheurs ou onduleurs le signal d'entrée est carré, d'amplitude telle que les transistors travaillent en saturation. Ce fonctionnement est « dangereux » à cause de la superposition de conduction au moment du changement d'état. Un transistor est plus rapide à saturer qu'à bloquer à cause des charges stockées. En pratique on « insère » un temps mort pour chaque transistor.

## 2.7.3. PERFORMANCES ÉLECTRIQUES EN RÉGIME SINUSOÏDAL

Nous allons déterminer la puissance de sortie maximale ainsi que le rendement associé.

### 2.7.3.1. Puissance de sortie maximale

Elle a lieu pour la dynamique de sortie maximale, donc pour la limite de saturation des transistors. En fonction de la remarque associée à la figure 2.95, chaque demi-primaire voit une tension crête à crête de 2 V et comme

la résistance équivalente vue aux bornes de ceux-ci est $R_{eq} = R_{ch}/m^2$, la puissance maximale de sortie s'écrit

$$P_{s_{max}} = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{eq}} = \frac{V^2}{2\,R_{eq}}$$

### 2.7.3.2. Rendement maximum

Il faut déterminer la puissance $P_f$ fournie par l'alimentation. Cette puissance représente la valeur moyenne de la puissance instantanée. Le courant fourni à l'amplificateur représente la somme de ceux absorbés par les transistors. La forme est celle d'un courant redressé double alternance pour un maximum égal à $V/R_{eq}$. Ainsi

$$P_f = \frac{1}{2\,\pi}\int_0^{2\pi} u(\theta)\,.\,i\,(\theta)\,d\theta$$

commme la tension $u(\theta)$ est constante, on prend la valeur moyenne du courant

$$P_f = V\,.\,\frac{V}{R_{eq}}\,.\,\frac{2}{\pi} = \frac{2\,V^2}{\pi\,R_{eq}}$$

Le rendement théorique maximum est alors

$$\eta = \frac{P_s}{P_f} = \frac{V^2/2\,R_{eq}}{2\,V^2/\pi\,R_{eq}} = \frac{\pi}{4} = 0{,}78$$

On retrouve la même valeur que pour l'amplificateur push-pull série.

## 2.7.4. PUSH-PULL PARALLÈLE A TRANSISTORS MOS

Toujours dans le cas où on souhaite une grande bande passante on utilise des transistors de puissance MOS (encore faut-il que le transformateur soit bien adapté en fréquence). Le schéma de ce montage est représenté sur la figure 2.96. Le générateur de tension V représente la source principale et la source de polarisation en classe B ou AB. Les deux transistors $T_1$ et $T_2$ sont « canal N » et pilotés par les tensions e et $-e$ afin de travailler en push-pull. Ces deux tensions sont issues de montages électroniques du type :

— charge répartie avec $R_C = R_E$,

— amplificateur différentiel.

La deuxième solution est préférée car la présence de la contre-réaction impose un amplificateur à deux entrées (voir schémas d'application au chapitre 7).

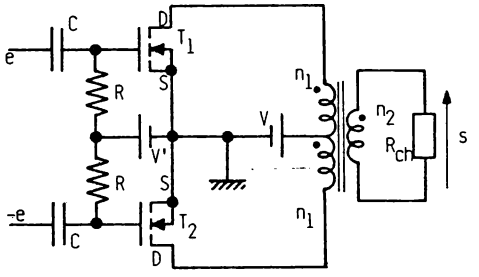



**Figure 2.96**

On remarque que cet amplificateur push-pull à transistor MOS ressemble aux amplificateurs à tubes.

## 2.7.5. EXERCICE

Déterminer les éléments de la figure 2.93 sachant que :
V = 12 volts, e = 10 V crête à crête,
$R_{ch} = 8\ \Omega$ et $P_{s_{max}} = 10$ W en régime sinusoïdal.

On suppose que la polarisation est effectuée par un pont de résistances alimenté par la source continue V et découplé par un condensateur. Le rapport de transformation est $n_{A_2}/n_{A_1} = 0{,}2$ et le gain en courant des transistors $\beta = 50$.

**Solution**

Une puissance de 10 W dans une résistance de 8 Ω nous permet d'obtenir la tension de sortie efficace puis crête à crête.

$$S_{eff} = \sqrt{PR} = \sqrt{80} \simeq 9\text{V}$$

$$s_{c.à.c.} = 2 \cdot 9\sqrt{2} = 25{,}5\ \text{V}$$

Comme la tension crête à crête aux bornes d'un demi-primaire est 2 × 12 V = 24 V, on en déduit le rapport de transformation,

$$m = \frac{n_{B_2}}{n_{B_1}} = \frac{25{,}5}{24} = 1{,}06$$

et la valeur de la résistance équivalente vue aux bornes de ces enroulements.

$$R_{eq} = \frac{R_{ch}}{m^2} = \frac{8}{1{,}06^2} = 7{,}14\ \Omega$$

**Remarque.** Pour déterminer le nombre de spires, il faut connaître l'inductance $L_1$ de chaque demi-primaire. L'impédance de celle-ci à la fréquence

minimale de travail doit être grande devant $R_{eq}$. On peut adopter la règle du dixième

$$L_1 \omega_{min} \gg R_{eq} \quad \text{soit} \quad L_1 \omega_{min} \geqslant 10 R_{eq}$$

Il faut maintenant définir la valeur des résistances R du « générateur de courant » d'attaque.

$$i_{C_{max}} = \frac{V}{R_{eq}} = \frac{12}{7{,}14} = 1{,}7 \text{ A}$$

Comme le $\beta$ des transistors est de 50, le courant maximum de base doit valoir

$$i_{B_{max}} = \frac{1{,}7}{50} = 0{,}034 = 34 \text{ mA}$$

Le rapport de transformation demi-secondaire — primaire du transformateur « driver » est de 0,2. Pour une tension d'entrée de 10 V c.à.c., on récupère sur chacun de ces demi-secondaires 2 V c.à.c. Aussi la tension maximale aux bornes de chaque résistance R est de 1 V car au repos il y a 0,6 V sur les trois bornes du secondaire du transformateur

$$R = \frac{1}{34 \cdot 10^{-3}} \simeq 30 \, \Omega$$

Cet exercice permet de bien positionner le problème du push-pull parallèle à transformateur de sortie.

## 2.8. AUGMENTATION DE LA PUISSANCE DE SORTIE (BOOSTER)

Nous avons vu que la puissance de sortie d'un amplificateur push-pull série alimenté par une seule source de tension V atteint une valeur maximale théorique

$$P_{s_{max}} = \frac{\left(\frac{V/2}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{ch}} = \frac{V^2}{8 R_{ch}}$$

en régime sinusoïdal.

Lorsque l'énergie est issue du secteur 220 V 50 Hz, il y a nécessairement une alimentation à courant continu appropriée. Comme la tendance est à l'utilisation du push-pull série à liaison directe, cette alimentation est symétrique. Il peut toutefois y avoir une limitation liée à la tenue en tension des transistors, ce qui nous ramène au problème que nous allons évoquer.

Pour une source continue imposée (batterie de 12 V, piles de quelques volts...), il ne faut pas espérer obtenir une grande puissance de sortie. Afin d'augmenter artificiellement celle-ci, on a recours à des montages appelés « booster ». Trois principes sont alors rencontrés, que nous citons par ordre d'importance d'utilisation :

— amplificateur en pont ou en H,
— utilisation d'une alimentation à découpage élévatrice,
— amplificateur push-pull parallèle à transformateur de sortie.

## 2.8.1. AMPLIFICATEUR EN PONT OU EN H

C'est un schéma classique utilisé aussi bien en linéaire qu'en commutation. Son principe est indiqué sur la figure 2.97. Deux amplificateurs push-pull série identiques sont polarisés en classe B ou AB à la manière vue précédemment. L'un est sollicité par le signal variable d'entrée en évoluant autour du point de repos V/2, l'autre par $-$ e.

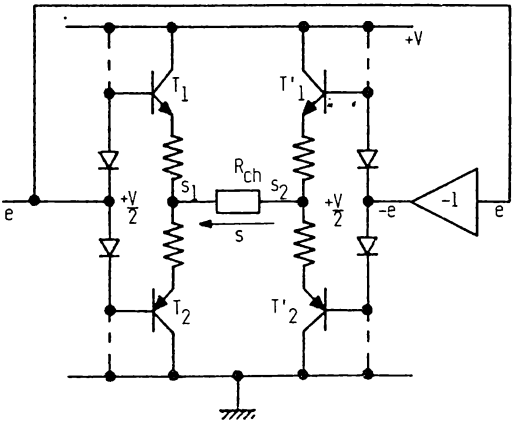



**Figure 2.97**

Il n'est pas difficile de comprendre que lorsque e est à son maximum, $s_1$ est voisin de + V, et $-$ e à son minimum, $s_2$ voisin de 0. Toutes les variations sont par rapport à la polarisation V/2. La tension de sortie aux bornes de la charge est sensiblement égale à + V.

Le processus est symétrique : lorsque e est à son minimum, alors s est voisin de $-$ V. La dynamique maximale devient :

$$s_{c.à.c.} \simeq 2 \text{ V}$$

et la puissance maximale,

$$P_{s_{max}} = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{ch}} = \frac{V^2}{2\,R_{ch}}$$

A comparer cette puissance avec celle calculée précédemment, on voit que l'on gagne un coefficient 4 sur cette dernière. De nombreux récepteurs « auto-radio » utilisent ce principe et, comme nous le verrons, cet ensemble est souvent intégré (deux amplificateurs de puissance dans un même boîtier).

## 2.8.2. EMPLOI D'UNE ALIMENTATION A DÉCOUPAGE

Certains « boosters » du commerce présentent dans un même boîtier l'amplificateur de puissance alimenté par un régulateur de tension à découpage élévateur. Ce principe est indiqué sur la figure 2.98 où l'alimentation à découpage est à liaison directe (voir ouvrage *Alimentations électroniques*. La tension $V_2$ est supérieure à $V_1$ et la liaison de sortie de l'amplificateur est capacitive (voir paragraphe 2.3).

Pour un rapport $V_2/V_1$ important, on utilise les alimentations de type Flyback ou Forward.

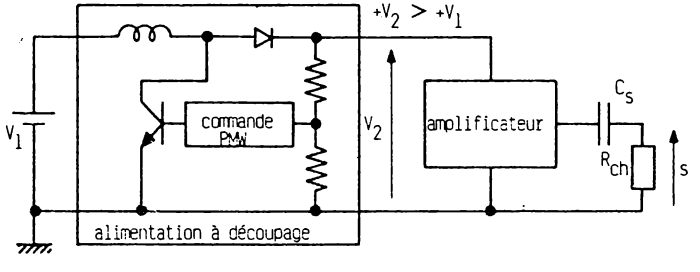



**Figure 2.98**

## 2.8.3. PUSH-PULL PARALLÈLE A TRANSFORMATEURS

C'est la dernière solution à adopter. Elle est toutefois à retenir pour des dynamiques de sortie importantes (amplificateur pour ultrasons, pour chauffage à induction...).

## 2.8.4. EXERCICE

A partir d'une batterie de 12 V et d'un haut-parleur dont la résistance de charge équivalente est de 4 Ω, laquelle des trois solutions précédentes faut-il utiliser si on veut une puissance de sortie maximale de 30 W en régime sinusoïdal et une bande passante de 10 Hz... 100 kHz à 3 dB.

**Solution**

A partir du premier élément qui est la puissance, on peut déterminer la dynamique de sortie maximale et la valeur de la tension d'alimentation.

$$S_{eff} = \sqrt{PR} = \sqrt{30 \cdot 4} = 10{,}95 \text{ V}$$

$$s_{c.à.c.} = 2 \cdot 10{,}95 \cdot \sqrt{2} = 31 \text{ V c.à.c.}$$

Pour obtenir cette dynamique, il faut, en utilisant un push-pull série, que son alimentation soit au moins de 31 V. Voyons les trois solutions.

— **L'amplificateur en pont** fournit une dynamique maximale de 2 V soit 24 volts. Il est insuffisant.

— **La deuxième solution** consiste à réaliser une alimentation à découpage avec $V_2$ légèrement supérieure à 31 volts. Si on prend $V_2 = 36$ volts, l'alimentation doit présenter un coefficient multiplicateur de $\frac{36}{12} = 3$. Ce coefficient est correct. Il faut toutefois connaître les intensités maximales et moyennes d'alimentation. Si on adopte un rendement d'amplificateur de 0,6, l'alimentation fournit une puissance :

$$P_f = \frac{P_s}{\eta} = \frac{30}{0{,}6} = 50 \text{ W}$$

donc une intensité moyenne

$$I_{moy} = \frac{50}{36} = 1{,}38 \text{ A}$$

et une intensité crête

$$I_{max} = 1{,}38 \cdot \pi = 4{,}36 \text{ A}$$

Pour ces valeurs d'intensité et de tension, l'alimentation à découpage à liaison directe doit suffire.

Le condensateur de liaison de sortie prend une valeur telle que :

$$\frac{1}{2 \pi R_{ch} C_s} = 10 \text{ Hz} \quad \text{soit} \quad C_s = \frac{1}{2 \pi \cdot 4 \cdot 10} = 4\,000 \text{ µF}$$

— **La solution du push-pull parallèle** peut être envisagée. Si on considère que les transistors atteignent juste la saturation, le rapport de transformation est :

$$m = \frac{n_{B_2}}{n_{B_1}} = \frac{31 \text{ V c. à c.}}{24 \text{ V c. à c.}} = 1{,}3$$

Toutefois le gros problème technologique est l'encombrement. Pour transmettre une puissance de 30 W (30 VA) à une fréquence de 10 Hz, il faut un circuit magnétique volumineux. Tout laisse supposer, par expérience que la masse du transformateur sera voisine de 3 à 4 kg.

**Conclusion. La solution la mieux adaptée est celle qui consiste à utiliser une alimentation à découpage.**

# CHAPITRE 3

# Amplificateurs à découpage (classe D)

Ce chapitre est inspiré, entre autres, des articles suivants :

— Design Considerations in class D MOS Power Amplifiers, *IEEE Transactions on industrial electronics and control instrumentation*, vol IECI - 26 N° 4, novembre 1979, p. 211.

— Les amplificateurs en classe D, *Toute l'Electronique*, janvier-février 1968, p. 31, mars 1968, p. 82.

— Amplificateurs PWM, *Elektor*, avril 1979, p. 444.

— Circuits TDA 7260 SGS Atès, « Driver » pour amplificateur de classe D, *Elektor*, mai 1987, p. 39.

## 3.1. PRÉSENTATION

### 3.1.1. HISTORIQUE DE LA CLASSE D

Le faible rendement de l'amplification de puissance en classe A (50 %) et celui un peu plus correct de la classe B (78 %) ont, depuis longtemps, éveillé les chercheurs pour améliorer ce paramètre fondamental tout en conservant une distorsion réduite et une grande bande passante. C'est au début des années cinquante que la littérature évoque une nouvelle méthode d'amplification appelée classe D où les composants de puissance travaillent en commutation. Le principe consiste à découper un signal en suite d'impulsions puis de le restituer après intégration (filtrage). Il est évident que dans le domaine de l'audiofréquence, le découpage doit s'effectuer à une fréquence bien supérieure à 20 kHz si on veut que la distorsion soit faible. C'est cette condition technologique qui a mis ce principe en sommeil pendant une ou

deux décennies malgré les efforts fournis par les techniciens de nombreuses sociétés spécialisées.

C'est d'abord l'avènement du transistor MOS de puissance qui a relancé ce principe à la fin des années soixante. La société Sony commercialise un amplificateur 2 × 160 W dont la distorsion de non-linéarité est de 0,5 %. L'avenir des amplificateurs à découpage paraît être prometteur. Mais la complexité, la mise en œuvre et la maintenance font préférer les amplificateurs classe AB ou A malgré leur rendement plus faible. Il faut quand même noter qu'en parallèle, dans le domaine de la commande des moteurs, le découpage ou hachage devient courant. Ceci est lié au fait que les contraintes de fréquences ne sont pas les mêmes qu'en audiofréquence (quelques kilohertz suffisent).

Il faut arriver aux années quatre-vingt pour que la classe D soit de nouveau réconsidérée et ceci grâce :

— à l'arrivée des circuits intégrés spécifiques qui pilotent des transistors MOS de puissance,

— à la tendance à numériser le maximum d'éléments d'une fonction.

Il existe des circuits intégrés, périphériques aux microprocesseurs, dont les sorties sont les commandes directes des composants de puissance travaillant en commutation. La partie analogique devient alors extrêmement réduite. Ce principe actuellement rencontré dans la commande des moteurs, ne va pas tarder à gagner le monde audiofréquence pour une « moyenne qualité ». En haute fidélité (distorsion inférieure à 0,1 %) l'analogique restera encore longtemps souverain.

## 3.1.2. MODULATION D'IMPULSIONS

### 3.1.2.1. Schéma de principe d'un amplificateur classe D

Nous avons présenté la classe D dans le chapitre 1 en association avec les autres classes de fonctionnement. La figure 3.1 en redonne le principe.

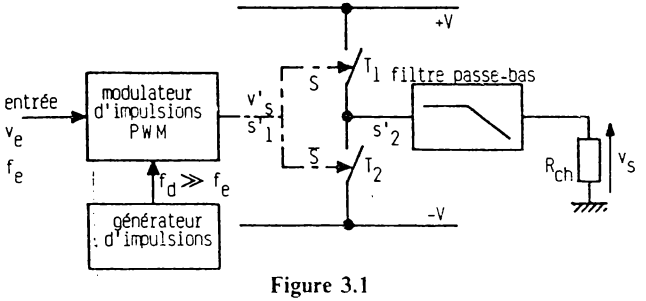



Figure 3.1

On trouve quatre éléments fondamentaux qui sont :

— un générateur d'impulsions dont la fréquence de fonctionnement $f_d$ est très grande devant celle du signal $v_e$ à amplifier

$$f_d \gg f_e$$

— un modulateur d'impulsions qui « traite » celles-ci en fonction de l'amplitude du signal d'entrée,

— des commutateurs rapides $T_1$ et $T_2$ à faibles pertes de commutation et faibles résistances de conduction,

— un filtre passe-bas permettant de supprimer toutes fréquences parasites de découpage et d'intermodulation.

### 3.1.2.2. Procédés de modulation d'impulsions

La modulation d'impulsions est une technique très utilisée en général. Quelques procédés rencontrés peuvent être énumérés aussi :

— **modulation d'amplitude PAM** (*pulse amplitude modulation*). Les impulsions régulières voient leur amplitude varier à l'image du signal modulant. Ce principe est peu utilisé à cause de l'influence des parasites électromagnétiques.

— **modulation en position PPM** (*pulse position modulation*). La largeur des impulsions est constante et la distance entre deux est une fonction de l'amplitude du signal d'entrée.

— **modulation en fréquence PFM** (*pulse frequency modulation*). C'est la fréquence de répétition des impulsions qui dépend de l'amplitude du signal modulant.

— **modulation de largeur PWM ou PDM** (*pulse width modulation* ou *pulse duration modulation*). La fréquence des impulsions est constante et la modulation se traduit par une variation de la durée.

### 3.1.2.3. Choix du procédé

Les deux procédés apparamment les mieux adaptés pour l'amplification classe D (découpage) sont la modulation de fréquence et la modulation de largeur d'impulsions (MLI = PWM). Les signaux obtenus par ces deux modulations sont présentés sur la figure 3.2. Notons qu'en PWM, elle peut s'effectuer sur un seul côté ou sur les deux.

**L'étude mathématique de ces fonctions indique que seule la modulation de largeur (MLI) permet de faire apparaître que l'amplitude de la basse fréquence est indépendante de la fréquence de découpage excluant ainsi toute distorsion d'amplitude.**

Nous verrons au paragraphe 3.2 que **le fonctionnement en classe D favorise les fréquences d'intermodulation** qui sont les bandes latérales des

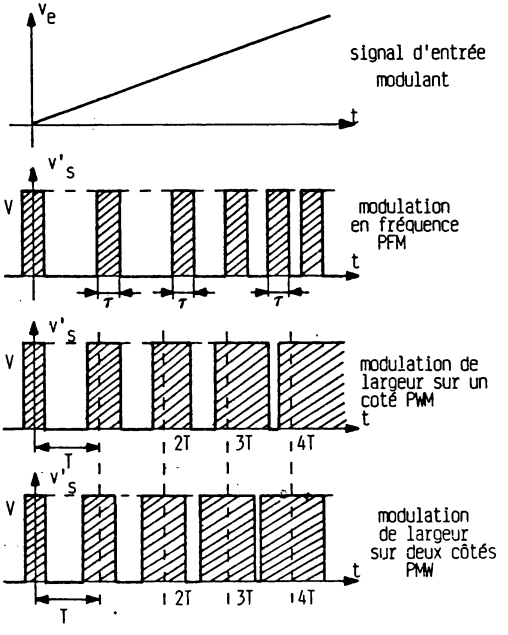



**Figure 3.2**

fréquences $f_d$, $2\,f_d$, ... On pourrait montrer que **l'amplitude de ces bandes latérales est beaucoup plus faible en PWM à deux côtés qu'à un seul côté.**

**Conclusion.** Le procédé de modulation d'impulsion utilisé avec un faible taux de distorsion est le PWM symétrique. C'est uniquement celui-ci que nous étudierons.

## 3.1.3. CARACTÉRISTIQUES TECHNOLOGIQUES DES AMPLIFICATEURS CLASSE D

### 3.1.3.1. Choix de la fréquence de découpage $f_d$

Les amplificateurs à découpage font partie de la famille des systèmes échantillonnés. La théorie montre que pour conserver une information de fréquence $f_e$ échantillonnée à la fréquence $f_d$, il faut au minimum $f_d = 2\,f_e$ (après filtrage). C'est l'application du théorème de Shannon. Si cette condition peut suffire pour commander les moteurs, elle est de loin insatisfaisante pour d'autres applications telles que l'audiofréquence. Dans ce dernier domaine (fréquence maximale $f_e$ = 20 kHz), plusieurs solutions sont rencontrées :

— A partir d'un choix de modulation, on détermine l'amplitude des bandes latérales d'intermodulation et leur atténuation après passage dans le filtre passe-bas de sortie. Ceci conduit à une fréquence de 80 kHz.

— L'utilisation des transistors à effet de champ permet une commutation rapide. Sony a adopté la fréquence de 500 kHz. Pour cette valeur, un blindage et un antiparasitage rigoureux s'imposent (les parasites électromagnétiques et de lignes sont liés directement à la fréquence). Le rendement est aussi affecté à cause des pertes par commutation dans les composants de puissance.

— Une nouvelle thèse apparaît avec l'avènement des circuits intégrés. SGS-Atès préconise une modulation en PWM avec auto-oscillation. La fréquence $f_d$ varie autour de 100 kHz avec sécurité de non-disparition de celle-ci aux fortes amplitudes.

### 3.1.3.2. Puissance et rendement

La tension maximale récupérée à la sortie du filtre passe-bas présente, en régime sinusoïdal, une amplitude crête à crête égale au signal découpé. Celui-ci évolue entre les deux valeurs de l'alimentation.

— **Pour une source continue dissymétrique** + V, après liaison capacitive, la puissance de sortie maximale en régime sinusoïdal est

$$P_{S_{max}} = \frac{\left(\frac{V/2}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{ch}} = \frac{V^2}{8\,R_{ch}}$$

— **Pour deux tensions symétriques** ± V, **nous avons**

$$P_{S_{max}} = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{ch}} = \frac{V^2}{2\,R_{ch}}$$

On retrouve cette valeur lorsque la sortie est en pont pour une seule source V. Le rendement $\eta$ n'est pas simple à calculer si on tient compte des pertes par commutation. Toutefois, celles-ci peuvent être négligées pour des fréquences $f_d$ suffisamment basses et l'utilisation de transistors MOSFET correctement commandés. On peut établir un schéma électrique équivalent qui permet de nous fournir une valeur approchée de ce rendement. La figure 3.3 représente les éléments parasites des transistors (résistance de conduction $R_{on}$), la résistance du filtre passe-bas (résistance de l'inductance R) et la charge $R_{ch}$. Les deux schémas correspondent aux deux possibilités d'alimentation (dissymétrique + V et symétrique ± V). Les interrupteurs étant fermés l'un

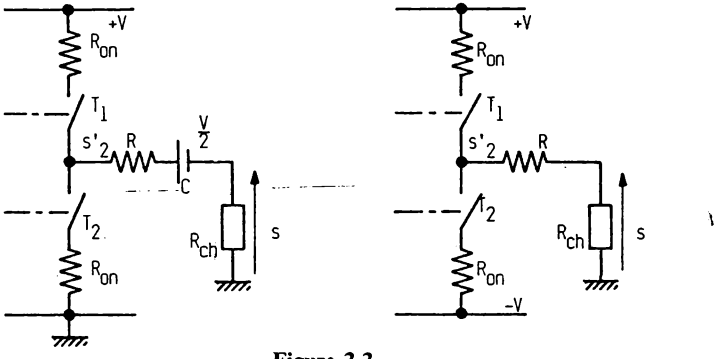



**Figure 3.3**

après l'autre, et en raisonnant en régime statique sur le pont diviseur de tension équivalent, nous trouvons la relation

$$\eta = \frac{R_{ch}}{R_{on} + R + R_{ch}}$$

Cette relation indique que pour obtenir une bonne efficacité de l'amplificateur classe D, il faut limiter la valeur des résistances $R_{on}$ et R devant $R_{ch}$ (la qualité du cablage n'est pas exclue ce qui impose la présence de l'amplificateur de puissance très près de la charge.

### 3.1.3.3. Asservissement des amplificateurs classe D

Bien que cette rubrique soit présentée au chapitre 5, nous pouvons indiquer les procédés utilisés.

**Amplificateurs audiofréquences**

— L'asservissement classique consiste à comparer la tension de sortie à celle de l'entrée dans une fonction addition, principe présenté sur la figure 3.4.

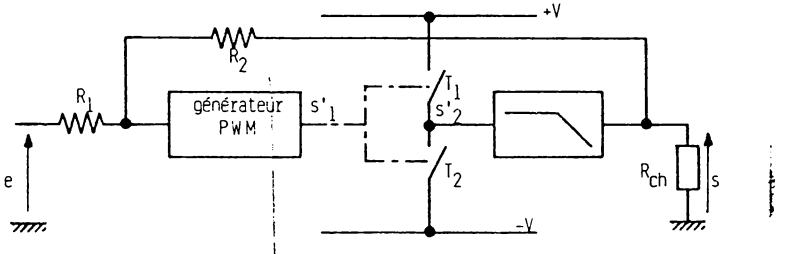



**Figure 3.4**

— Un cas particulier présenté par Sony consiste à « lire » les impulsions de sortie et à les réinjecter sur un intégrateur à trois entrées (figure 3.5). On considère bien sûr que le filtre passe-bas associé à la charge n'apporte aucune déformation du signal basse fréquence BF.

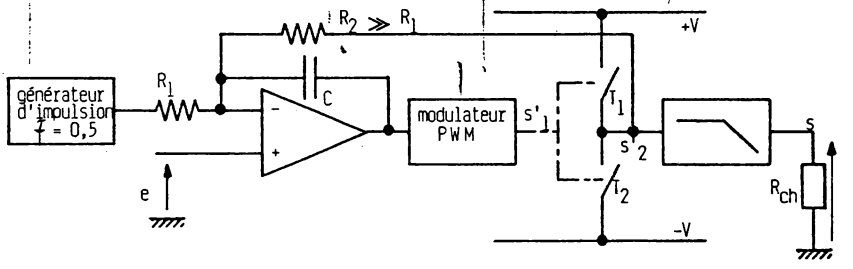



**Figure 3.5**

**Amplificateurs pour moteurs**

La classe D est utilisée dans les asservissements comme commande de moteurs. Ce sont les amplificateurs à découpage ou hacheurs. Plusieurs boucles sont rencontrées (voir chapitre 6) :

— **la boucle de position** pour un asservissement de position. Le capteur utilisé est un potentiomètre dont le curseur est mécaniquement lié à la sortie.

— **la boucle de vitesse** pour un asservissement de vitesse ou de position. Le capteur utilisé est une génératrice tachymétrique.

— **la boucle de courant** pour un asservissement de couple ou pour une limitation dans les asservissements précités. On récupère la tension aux bornes d'une résistance parcourue par le courant principal.

### 3.1.3.4. Parasites causés par la classe D

Tout processus travaillant en commutation est le siège de parasites électromagnétiques. Si, dans certains cas, on peut réduire leur influence en changeant de principe (par exemple les thyristors ou triacs commandés au passage à zéro de tension ou de courant), dans d'autres cas, il faut les « subir ». Les amplificateurs classe D n'échappent pas à cette règle. Les moyens utilisés pour atténuer ces parasites sont classiques. Citons :

— le blindage électromagnétique du circuit, c'est-à-dire renfermer celui-ci dans un boîtier métallique à haute efficacité et le connecter au « zéro électrique » ;

— l'utilisation d'un filtre de ligne qui est un réseau constitué d'inductances et de capacités, représenté sur la figure 3.6 ; il est agréé par les normes de la radiodiffusion (blocs filtres vendus dans le commerce).

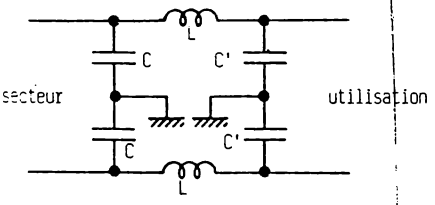



**Figure 3.6**

## 3.2. ASPECT MATHÉMATIQUE

Le principe de modulation retenu étant la modulation de largeur d'impulsion symétrique (des deux côtés), nous allons étudier le spectre de fréquence obtenu à la sortie de l'étage de puissance, avant le filtre passe-bas, dans le cas ou l'alimentation est dissymétrique puis symétrique.

### 3.2.1. SPECTRE D'UN TRAIN D'IMPULSIONS NON MODULÉES

Lorsque l'alimentation est dissymétrique, le train d'impulsions considéré est celui de la figure 3.7 où,

$\tau$ est la largeur de l'impulsion,

V l'amplitude,

T la période du signal s(t) avec $f_d = \frac{1}{T}$,

$\tau/T$ le rapport cyclique.

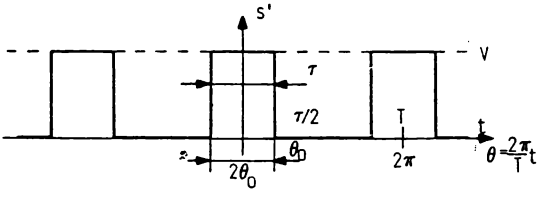



**Figure 3.7**

Son spectre est défini par son développement en série de Fourier. La fonction étant paire, elle est de la forme

$$s'(\theta) = U_0 + U_1 \cos \theta + U_2 \cos 2\theta + \ldots$$

en prenant $\theta = \frac{2\pi}{T} . t = \omega_d . t$, il vient

$$s'(\theta) = V \frac{\tau}{T} + 2 V \frac{\tau}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \theta_0}{n \theta_0} \cos n \theta$$

avec

$$\frac{\tau}{T} = \frac{2 \theta_0}{2 \pi} \quad \text{donc} \quad \theta_0 = \frac{\tau}{T} . \pi$$

expression que l'on peut encore écrire

$$s'(t) = V \frac{\tau}{T} \left[ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\pi}{T} \tau}{n \pi \frac{\tau}{T}} . \cos n \omega_d t \right]$$

ou

$$s'(t) = V \frac{\tau}{T} \left[ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n \omega_d \tau}{2}}{\frac{n \omega_d \tau}{2}} . \cos n \omega_d t \right]$$

L'amplitude $U_n$ des raies du spectre a pour enveloppe la courbe

$$U_n = V \frac{\tau}{T} . \frac{\sin n \frac{\tau}{T} \pi}{n \frac{\tau}{T} \pi} = V \frac{\tau}{T} \frac{\sin n \theta_0}{n \theta_0}$$

fonction représentée sur la figure 3.8 avec des fréquences positives et négatives (on ramène tout en positif en doublant les amplitudes des harmoniques).

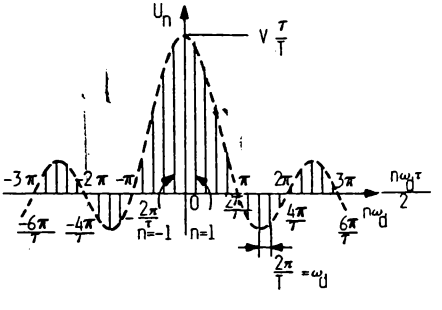



**Figure 3.8**

### 3.2.2. MODULATION PAR UNE FONCTION SINUSOÏDALE

Le signal modulant basse fréquence est de la forme

$$v_e = V_e \sin \omega_e t$$

avec $\omega_e = 2 \pi f_e$

La durée de l'impulsion s'écrit alors :

$$\tau = \tau_0 (1 + m \sin \omega_e t)$$

avec $\tau_0 = T/2$ (valeur couramment rencontrée), et m indice de modulation tel que $0 < m < 1$.

**Vérification** : si $m \sin \omega_e t = 0$, $\tau = \tau_0 = T/2$ alors le rapport cyclique est bien de 50 % $\left(\frac{\tau}{T} = 0{,}5\right)$.

Pour $0 \leqslant \omega_e \ll \omega_d$, la fonction s'(t) n'est plus périodique **sauf si le** rapport $\frac{\omega_e}{\omega_d}$ est rationnel. **A priori, il est exclu de parler de série de Fourier.** Toutefois, considérons la décomposition possible. Nous avons alors

$$s'(t) = V \frac{\tau_0}{T} \left\{ (1 + m \sin \omega_e t) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \left[ (1 + m \sin \omega_e t) \frac{n \omega_d \tau_0}{2} \right]}{\frac{n \omega_d \tau_0}{2}} . \cos n \omega_d t \right\}$$

L'expression située sous le signe « somme » ne peut être décomposée qu'à l'aide des fonctions de Bessel. C'est en fait l'étude de

$$\sin \left[ (1 + m \sin \omega_e t) . \frac{n \omega_d \tau_0}{2} \right]$$

Le résultat global est

$$s'(t) = \frac{V}{T} \left\{ \tau_0 (1 + m \sin \omega_e t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n \omega_d} \sin \left( n \omega_d \frac{\tau_0}{2} \right) \right.$$
$$J_0 \left( m n \omega_d \frac{\tau_0}{2} \right) \cos (n \omega_d t) + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{p=1}^{\infty} 2 \left[ J_{2p} \left( m n \omega_d \frac{\tau_0}{2} \right) \right.$$
$$\cos (2 p \omega_e t) . \sin \left( n \omega_d \frac{\tau_0}{2} \right) + J_{2p-1} \left( m n \omega_d \frac{\tau_0}{2} \right)$$
$$\left. \left. \sin (2 p - 1) \omega_e t . \cos \left( n \omega_d \frac{\tau_0}{2} \right) \right] \cos n \omega_d t \right\}$$

Il laisse apparaître que son « spectre » est constitué d'une composante continue, du signal utile de fréquence $f_e$, des fréquences multiples de celles de découpage $f_d$, $2\,f_d$, $3\,f_d$, ... et des fréquences d'intermodulation

$$n\,f_d + f_e,\ n\,f_d + 2\,f_e,\ n\,f_d + 3\,f_e,\ \ldots$$
$$n\,f_d - f_e,\ n\,f_d - 2\,f_e,\ n\,f_d - 3\,f_e,\ \ldots$$

La représentation est celle de la figure 3.9.

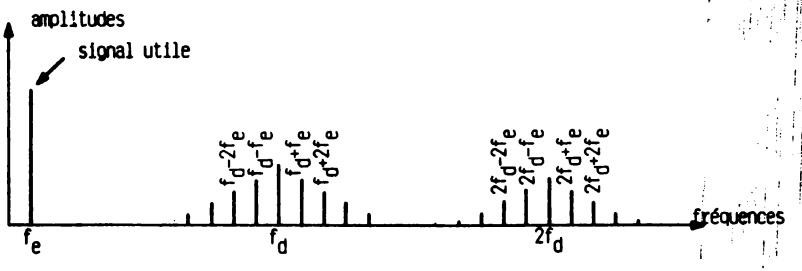



**Figure 3.9**

Ce résultat justifie le choix de la haute fréquence de découpage par rapport à celle du signal BF.

### 3.2.3. EXPRESSION DE LA TENSION DE SORTIE s(t)

La tension de sortie s(t) est celle récupérée à la sortie du filtre passe-bas. Elle correspond au signal de fréquence $f_e$.

L'expression précédente s'(t) nous donne

$$s(t) = \frac{V\,m\,\tau_0}{T} \sin \omega_e\, t$$

Si $\tau_0 = T/2$, alors

$$s(t) = m\,\frac{V}{2} \sin \omega_e t$$

Pour obtenir une amplitude maximale du signal de sortie, il faut s'imposer cette dernière condition ($\tau_0 = T/2$).

### 3.2.4. EXERCICE

Déterminer dans le cas d'une alimentation symétrique ± V, le spectre d'un train d'impulsion s'(t), l'expression de la durée d'une impulsion modulée par un signal d'entrée sinusoïdal de forme $v_e = V_e \sin \omega_e t$, le spectre du signal s'(t) modulé et la tension basse fréquence s(t) recueillie à la sortie du filtre basse-bas.

**Solution**

Pour une alimentation symétrique, le signal de découpage est celui de la figure 3.10. La fonction s'(t) du paragraphe précédent voit tous ses termes multipliés par 2 avec une translation négative de la composante continue

$$s'(t) = V\left(\frac{2\tau}{T} - 1\right) + \frac{4V}{T}\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \dfrac{n\,\omega_d\,\tau}{2}}{n\dfrac{\omega_d}{2}} \cdot \cos n\,\omega_d t$$

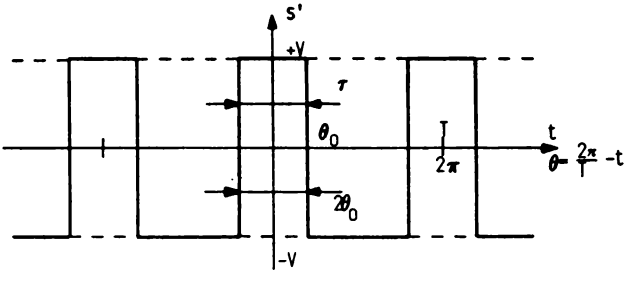



**Figure 3.10**

Nous remarquons que pour un rapport cyclique de 50 % la composante continue est nulle ce qui permet une liaison directe avec la charge.

La durée de l'impulsion est de la forme

$$\tau = \tau_0\, m \sin \omega_e t \qquad \text{avec } \tau_0 = T/2$$

et le signal modulé devient

$$s'(t) = V\left(\frac{2\,\tau_0\, m \sin \omega_e t}{T} - 1\right) + \frac{4V}{T}\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n\dfrac{\omega_d}{2}\,\tau_0\, m \sin \omega_e t\right)}{n\dfrac{\omega_d}{2}} \cdot \cos n\,\omega_d t$$

Le filtre passe-bas supprimant les hautes fréquences ($f_d$, $2f_d$, $3f_d$, ... et d'intermodulation), seule la composante basse fréquence subsiste à sa sortie. La tension s(t) est alors

$$s(t) = \frac{2V\, m\, \tau_0}{T} \sin \omega_e t$$

et pour $\tau_0 = T/2$

$$s(t) = m\,V \sin \omega_e t$$

## 3.3. MODULATEURS DE LARGEUR D'IMPULSIONS

De nombreux circuits étaient utilisés à l'époque des transistors : modulateur différentiel, à bascule de Schmitt, à diodes, à transistors unijonctions. Cette technologie étant révolue, nous ne présenterons que celle qui est à base de circuits intégrés.

### 3.3.1. PRINCIPES UTILISÉS

La modulation PWM symétrique, celle qui globalement est retenue, s'obtient de deux manières différentes. Dans les deux cas, on génère un signal triangulaire issu d'une boucle constituée d'un intégrateur et d'un trigger de Schmitt. **La précision des amplificateurs à découpage dépend de la qualité de ce signal triangulaire.** Il est nécessaire d'utiliser des circuits intégrés présentant un très fort slew rate et un faible courant de polarisation (bias current).

**Premier principe** (figure 3.11). Le signal d'entrée $v_e$ est comparé au signal triangulaire $v_d$. Le comparateur utilisé est un amplificateur différentiel à très fort gain A (par exemple, un amplificateur opérationnel rapide). Les graphes des signaux d'entrée $v_e(t)$ et $v_d(t)$ ainsi que celui de la sortie $s'_1(t)$, sont représentés sur la figure 3.12. La tension impulsionnelle $s'_1(t)$, sert à piloter l'étage de puissance travaillant en commutation.

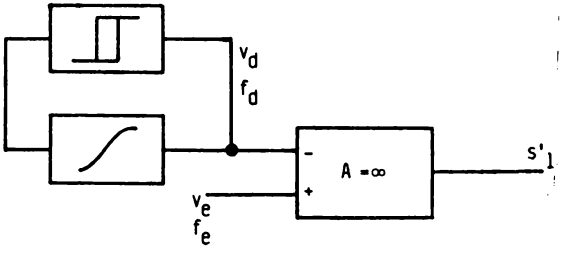



**Figure 3.11**

**Deuxième principe** (figure. 3.13). Un sommateur effectue l'opération $v_d + v_e$. Son signal de sortie est comparé à zéro. Les graphes des tensions $v_d(t) + v_e(t)$ et $s'_1(t)$ sont représentés sur la figure 3.14.

C'est le choix des éléments dans un schéma général d'amplificateur à découpage et le type d'asservissement retenu qui permet de choisir l'un de ces deux principes. L'efficacité de chacun est identique.

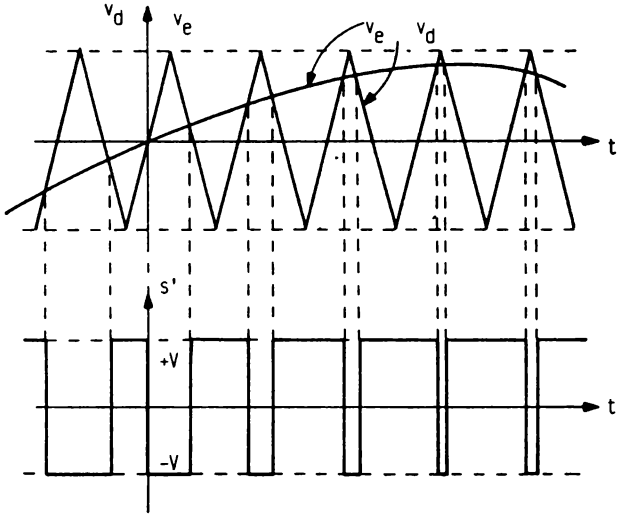



**Figure 3.12**

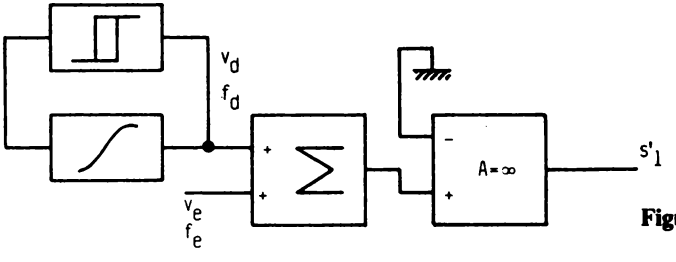



**Figure 3.13**

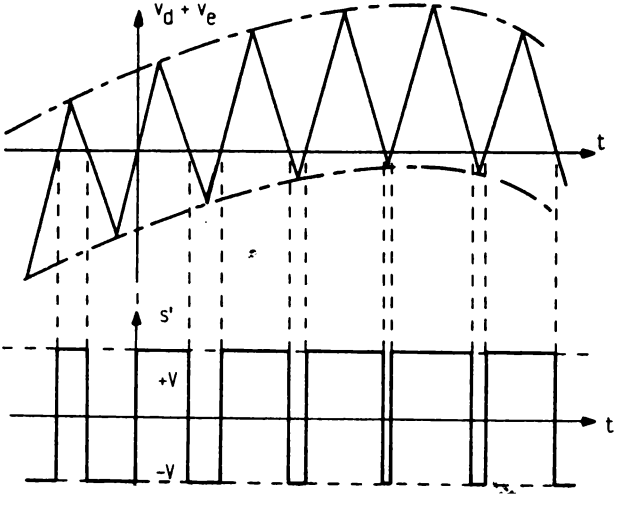



**Figure 3.14**

### 3.3.2. QUELQUES SCHÉMAS DE MODULATEURS

Nous indiquons quelques montages utilisés en plus de ceux qui sont proposés aux chapitres 6 et 7.

**Montage à amplificateurs opérationnels** (figure 3.15). C'est un montage classique qui impose d'utiliser des amplificateurs rapides, surtout pour le fonctionnement en commutation (CI 2 et CI 3). Le 357 est bien adapté car il présente un selw rate de 50 V/µs. Le CI 1 travaille en intégrateur. Il doit être stable c'est-à-dire ne pas présenter d'oscillations parasites. Pour que la

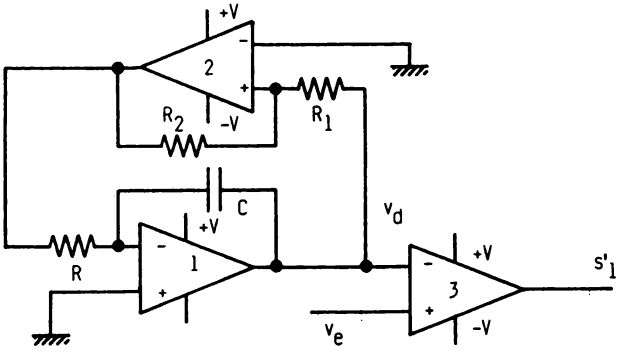



**Figure 3.15**

linéarité du signal triangulaire soit correcte, il faut un courant de polarisation très faible (entrée sur transistors à effet de champ). Un inconvénient toutefois apparaît, c'est la dissymétrie de pente liée au fait que le trigger de Schmitt (CI 2) ne se sature pas symétriquement. Ce défaut est malgré tout d'influence mineure. Il n'intervient que sur la symétrie de largeur d'impulsions.

**Utilisation d'un générateur de fonctions** (figure 3.16). Le circuit intégré linéaire 8038 génère des fonctions « carré », « triangle » et « sinus ». Le signal triangulaire est envoyé dans le comparateur rapide LM 360. Le fonctionnement d'ensemble est identique au cas précédent.

**Utilisation d'un monostable** (figure 3.17). Ce principe n'a rien de commun avec ceux qui précèdent. Un circuit intégré 555 (CI 1) génère des impulsions brèves à la fréquence $f_d$. Celles-ci sont appliquées à l'entrée d'un autre 555 (CI 2) travaillant en monostable. La largeur des impulsions délivrées par ce dernier dépend directement du signal d'entrée $v_e$. En l'absence de celui-ci, la sortie s' (t) est à 100 kHz pour un rapport cyclique de 50 %. La linéarité de fonctionnement de cet ensemble n'est pas extraordinaire comparée à celle des autres principes.

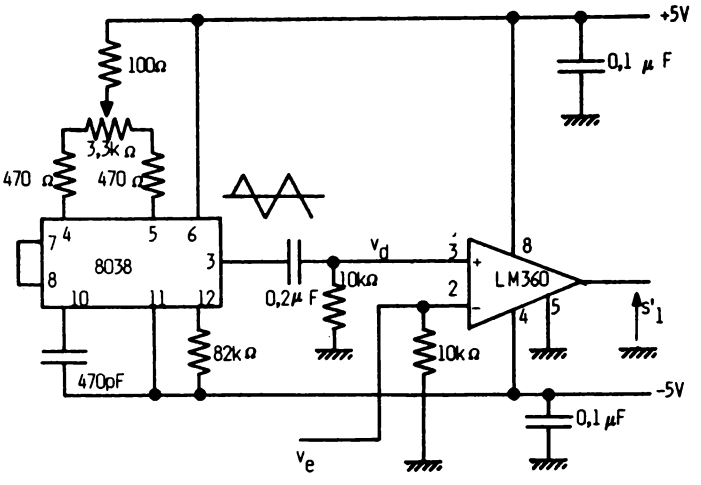



**Figure 3.16**

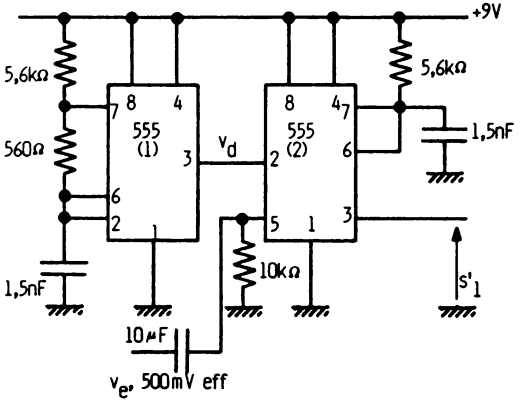



**Figure 3.17**

### 3.3.3. EXERCICE

On se propose de réaliser un générateur de signal triangulaire à partir du schéma de la figure 3.15. Déterminer les éléments autour des circuits intégrés 1 et 2 (CI 1 et CI 2) pour une fréquence de fonctionnement de 100 kHz et une amplification crête à crête de 10 V (± 5 V). On considère une alimentation ± V de ± 15 volts. Quelle doit-être la valeur minimale de slew rate si nous nous imposons un temps de montée et de descente égal au centième de la période pour les amplificateurs opérationnels 2 et 3.

**Solution**

**Détermination du slew rate.** La fréquence de 100 kHz nous impose une période de 10 µs. Le temps de montée étant le centième de la période, cela fait 0,1 µs. C'est le temps maximum que doivent mettre les amplificateurs opérationnels 1 et 2 pour évoluer de + 15 V à − 15 V et inversement. Le slew rate doit alors valoir

$$\left(\frac{\Delta S}{\Delta t}\right)_{max} = \frac{30}{10^{-7}} = 300 \text{ V/µs}$$

**Valeurs des éléments.** Le trigger de Schmitt (CI 2) présente un basculement symétrique par rapport au zéro. Cette valeur de basculement correspond à l'amplitude du signal triangulaire de 5 volts :

$$5 = \frac{R_1}{R_2} V_{sat} \simeq \frac{R_1}{R_2} . 15$$

Si on considère la saturation à 15 V. On a alors la relation

$$R_2 = 3 R_1$$

Une équation technologique (en tenant compte des courants) nous permet de prendre $R_2 = 30$ kΩ et $R_1 = 10$ kΩ.

L'intégrateur est défini par la relation

$$s_1 = -\frac{1}{RC}\int s_2 \, dt = \pm \frac{15}{RC} t + K$$

ou K est une constante d'intégration.

La figure 3.18 laisse apparaître le signal triangulaire. La droite y(t) passe par l'origine et sa pente est

$$\frac{15}{RC} = \frac{5}{T/4}$$

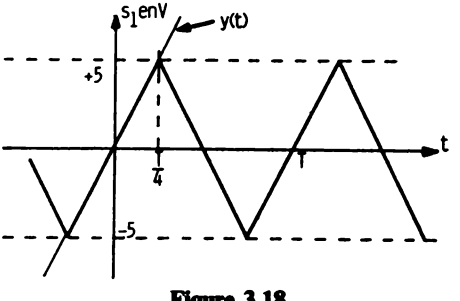



**Figure 3.18**

Comme la fréquence de fonctionnement est 100 kHz, nous avons

$$\frac{15}{RC} = \frac{20}{T} = 20 f = 2 . 10^6$$

soit

$$RC = \frac{15}{2 \cdot 10^6} = 7{,}5 \cdot 10^{-6}$$

Pour **R = 10 kΩ**, la capacité vaut

$$C = \frac{7{,}5 \cdot 10^{-6}}{10^4} = 7{,}5 \cdot 10^{-10} = \mathbf{0{,}75\ nF}$$

## 3.4. ÉTAGES DE SORTIE - PUISSANCE ET COMMANDE

Le domaine du découpage est très vaste. Il permet d'alimenter des charges pour des puissances de quelques watts à quelques mégawatts (depuis les micromoteurs et l'audiofréquence jusqu'aux moteurs de traction électrique). Les étages de puissance sont alors

— directement des circuits intégrés spécifiques,
— des « branches » de transistors MOS,
— des « branches » de transistors bipolaires,
— des « branches » de thyristors,
— des « branches » de GTO (*Gate Turn-Off*).

Pour tout ce qui concerne la forte puissance, il faut se reporter à la littérature spécialisée, entre autres l'ouvrage *Électronique industrielle* où un aperçu des technologies est présenté au chapitre 6.

Pour la faible et moyenne puissance et une fréquence de découpage importante, les transistors MOS sont les mieux adaptés. Bien que présentés au chapitre 1, nous allons les retrouver dans ce paragraphe avec leurs circuits de commande. Ce sont tous des MOS canal N à faible résistance $R_{on}$.

### 3.4.1. ÉTAGES DE PUISSANCE

Ils sont réalisés avec des éléments discrets ou intégrés (voir documentation Siliconix, International Rectifier, SGS - Atès... et chapitre 7).

Deux configurations sont rencontrées :

— L'amplificateur simple « branche » (figure 3.19). Les transistors sont commandés l'un après l'autre. Ils sont protégés contre les courants inverses par les diodes rapides $D_1$ et $D_2$.

— L'amplificateur double branche dit en pont ou en H (figure 3.20). Dans ce cas la tension aux bornes de la charge est doublée et la puissance de sortie quadruplée. Pour la commande des moteurs, cette configuration permet d'obtenir les deux sens de rotation avec une seule alimentation.

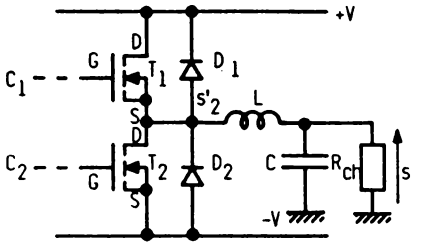



**Figure 3.19**

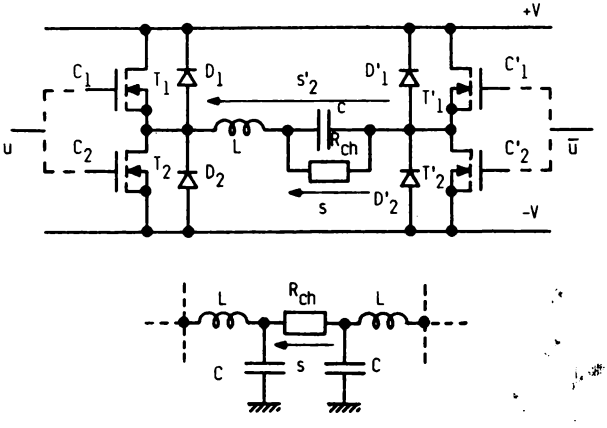



**Figure 3.20**

**Remarques**

— Dans tous les montages à commutation, quels que soient les composants, on essaye de prévoir un « temps mort ». Il existe actuellement un circuit intégré spécifique prévoyant cette sécurité et présenté au chapitre 6 (le circuit IXDP 610 de chez IXYS, distributeur RTF).

— Dans certains cas de fonctionnement faible puissance la diode de roue libre n'est pas connectée. C'est la diode de structure subtrat-canal qui joue ce rôle.

## 3.4.2. CIRCUITS DE COMMANDE

Il faut piloter les deux transistors MOS en opposition. Plusieurs procédés sont rencontrés utilisant le signal de commande unique v. Dans ces exemples, le « temps mort » n'est pas prévu. On peut toujours limiter son influence

néfaste en connectant une inductance λ de faible valeur, en série avec les transistors de puissance. Nous utiliserons deux alimentations symétriques, mais rien n'empêche de travailler en dissymétrique avec éventuellement une liaison de sortie capacitive.

### 3.4.2.1. Schéma à bootstrapp (figure 3.21)

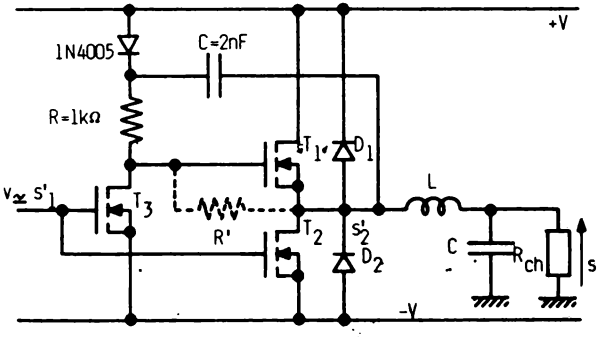



**Figure 3.21**

Lorsque le signal v est à l'état haut, le transistor de puissance $T_2$ conduit et $T_1$ est bloqué (car $T_3$ conduit aussi). La tension de sortie $s'_2$ est voisine de $-$ V, le condensateur C se charge au travers de la diode à une valeur voisine de 2 V (on prend en général $C = 10\,C_{GS_{in}}$). Pour l'état inverse de la tension de commande v (état bas), $T_2$ et $T_3$ sont bloqués, alors le transistor de puissance $T_1$ conduit par le biais de la résistance R. L'effet de bootstrapp apparaît et l'évolution positive de la tension $s'_2$ est transmise à cette résistance par le biais du condensateur précédemment chargé (la diode est alors bloquée). La valeur de R dépend de la fréquence de fonctionnement car elle constitue, avec la capacité parasite d'entrée de $T_1$, une constante de temps dont il ne faut pas ignorer l'existence. L'excursion de la tension $v_{GS_1}$ est limitée par sa diode Zener interne de protection. Si celle-ci n'existe pas, alors on connecte une résistance R' entre grille et source de ce même transistor.

Rappelons que le bootstrapp permet, en plus du gain en dynamique, d'augmenter la résistance d'entrée d'un montage.

### 3.4.2.2. Schéma à générateur de courant (figure 3.22)

Pour certaines applications de la classe D, par exemple la commande des moteurs, le rapport cyclique du signal peut être de 100 % ou 0 % en régime transitoire d'accélération ou de décélération. L'amplificateur travaille

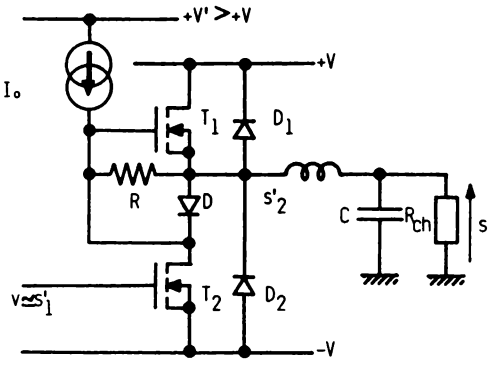



**Figure 3.22**

alors en continu. Le montage bootstrapp précédent n'est plus utilisable car il ne peut fonctionner qu'en régime dynamique (c'est pour cela qu'il existe dans certains cas des « butées », 5 %, 95 %).

Le schéma de principe proposé est relativement simple à analyser. Lorsque la tension de commande v est à l'état haut, le transistor $T_2$ conduit, entraînant le blocage de $T_1$ ($v_{GS_1} \simeq -0{,}6$ V). Lorsque v passe à l'état bas, $T_2$ se bloque ($v_{GS} = 0$). Le courant $I_0$ circule dans la résistance R ce qui impose $v_{GS_2} > 0$ et la conduction de $T_1$. Ce montage nécessite une alimentation de faible puissance V' supérieure à V pour que la dynamique de sortie soit maximale et une diode rapide D de puissance.

### 3.4.2.3. Schéma à bootstrapp et collecteur commun (figure 3.23)

Ce schéma est celui de la figure 3.21 auquel on a ajouté un montage à transistor bipolaire travaillant en collecteur commun (par exemple un

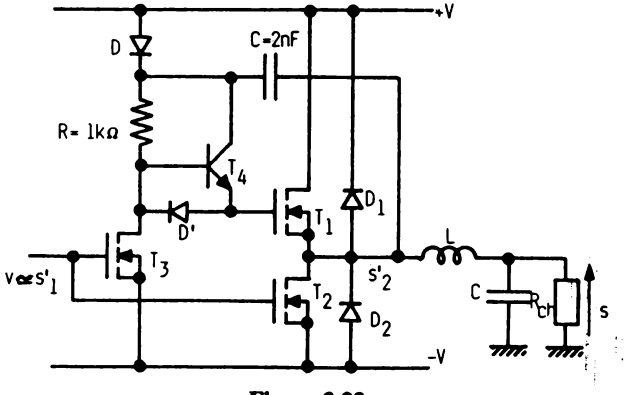



**Figure 3.23**

2N 2222). Ainsi la capacité parasite $C_{GS_1}$ est chargée rapidement à travers le transistor $T_4$ et déchargée rapidement au travers de D' et $T_3$. **Ce principe à réponse très rapide est facile à mettre en œuvre.**

### 3.4.2.4. Schéma à inductance (figure 3.24)

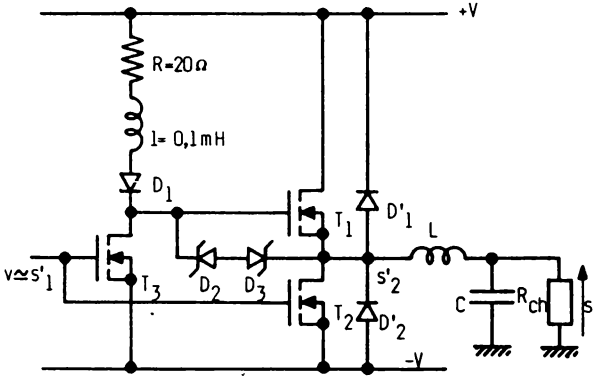



**Figure 3.24**

Lorsque la tension de commande v est à l'état haut, les transistors de puissance $T_2$ et de l'étage « driver » $T_3$ conduisent. L'inductance l emmagasine de l'énergie. Cette énergie est restituée à la phase suivante (v à l'état bas) au travers du circuit constitué de + V, R, l, $D_1$, $D_2$, $D_3$ et $s'_2$. Les diodes $D_2$ et $D_3$ sont des diodes Zener rapides (par exemple, la tension Zener d'une jonction émetteur base d'un transistor faible puissance MPSA 17 ou P6KE 18).

L'inversion de tension aux bornes de l'inductance (à cause de la décroissance du courant) fait que le potentiel de la grille du transistor $T_1$ dépasse celui de la source + V d'une valeur voisine de $V_z$. Ce montage séduisant n'est pas facile à mettre au point à cause du rapport cyclique variable et de la contrainte de rapidité sur les composants.

### 3.4.2.5. Schéma à MOS complémentaires (figure 3.25)

Ce montage permet de travailler en statique. Il est légèrement plus performant que celui de la figure 3.22. Les diodes Zener sont de référence 1N 4744. Les transistors MOS complémentaires $T_4$ et $T_5$ peuvent être remplacés par les transistors bipolaires faible puissance donc rapides. Les résistances R de faible valeur permettent de limiter le courant de charge et de décharge des capacités parasites. L'analyse de fonctionnement est relativement aisée. Les transistors $T_3 - T_4 - T_1$ puis $T_5 - T_2$ conduisent alternativement.

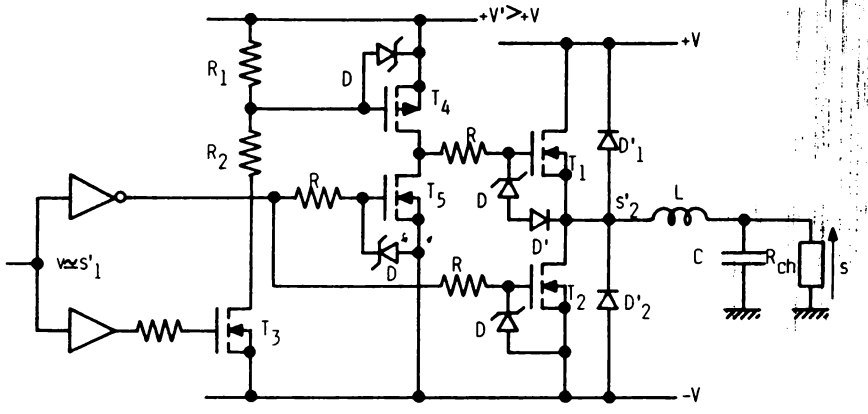



**Figure 3.25**

### 3.4.2.6. Commandes isolées

Ces commandes sont surtout utilisées dans les applications de fortes puissances et dans le cas d'un découpage sur secteur redressé et filtré (alimentation à découpage).

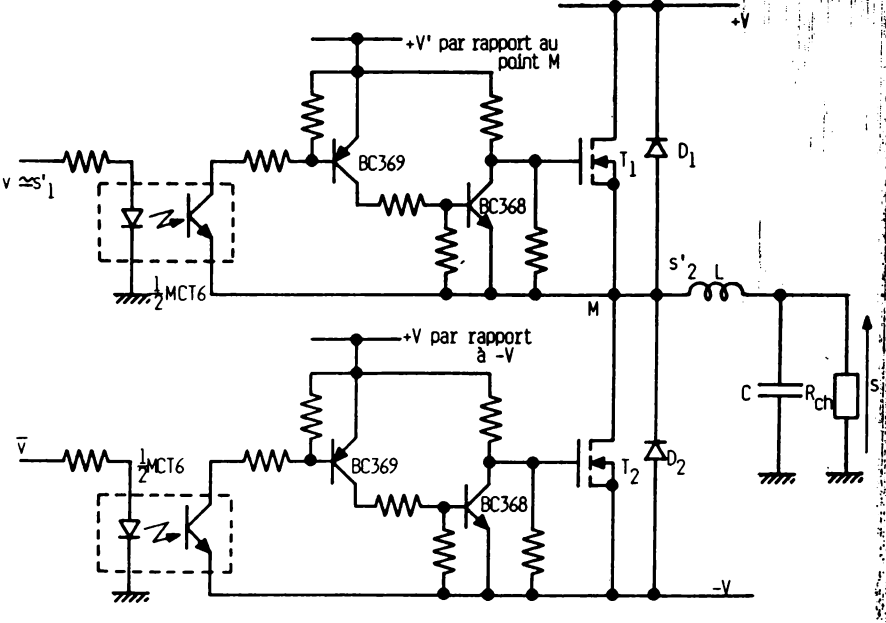



**Figure 3.26**

Nous rencontrons :

— les commandes par opto-coupleurs,

— les commandes par transformateurs d'impulsions à deux secondaires isolés (voir la figure 2.21 appliquée aux transistors bipolaires),

— les commandes par fibres optiques.

La figure 3.26 représente une commande symétrique par opto-coupleur de deux transistors MOS de puissance canal N, $T_1$ et $T_2$. Les transistors de commande peuvent être remplacés par des « portes » logiques. Ce double circuit impose deux alimentations isolées.

### 3.4.3. EXERCICE

On se propose de réaliser le montage de la figure 3.22. Les transistors utilisés sont ceux de la figure 1.65 (IRF 530).

Déterminer le schéma réel ainsi que la valeur des composants et le niveau minimum du signal d'entrée.

Les tensions d'alimentations principales sont ± 40 V, la charge est de 10 Ω et le courant dans l'inductance $i'_s$ est voisin du courant de sortie $i_s$. On suppose une fréquence de fonctionnement de 100 kHz.

Le schéma réel adopté est celui de la figure 3.27.

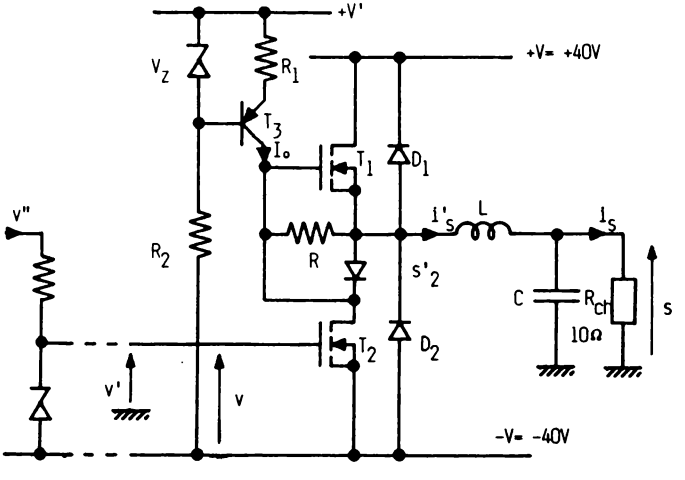



**Figure 3.27**

**Solution**

**Détermination de la tension de commande v.** Les transistors de puissance doivent travailler avec un courant voisin de

$$i_S \simeq i'_S = \frac{V}{R_{ch}} = \frac{40}{10} = 4\ A$$

La caractéristique $I_0$ ($V_{GS}$) de la figure 1.65 nous indique que, pour cette intensité, il faut une tension de commande de 5 volts. Nous nous imposons une légère marge en prenant 6 volts. Ainsi le signal d'entrée doit prendre les valeurs suivantes :

$v = 0$ (blocage), $v' = -40$ V
$v = +6$ V (conduction), $v' = -34$ V

A partir de ces résultats, il est toujours possible de mettre un limiteur de tension à diode Zener et un limiteur d'intensité résistif, l'ensemble piloté par une tension v″ évoluant par exemple entre 0 et − 40 V.

**Valeur de la résistance R.** Cette résistance polarise le transistor de puissance $T_1$ pour sa conduction (lorsque $T_2$ est bloqué). La tension à ses bornes est de 6 volts, valeur définie précédemment. L'intensité qui la parcourt doit être réduite par rapport à celle circulant dans l'inductance, c'est-à-dire $i'_S$. Il faut aussi tenir compte de la fréquence de fonctionnement qui impose un temps de charge rapide de la capacité parasite $C_{GS}$ du transistor. En fonction de ces deux critères nous avons deux solutions :

— $I_0 \ll i'_S$ soit $I_0 \leqslant 0{,}4$ A par la règle du dixième,
— charge du condensateur parasite $C_{GS}$ à courant constant en un temps très inférieur à la demi-période de fonctionnement.

$$v_{GS} = \frac{1}{C_{GS}} \int I_0\, dt = \frac{I_0}{C_{GS}} t + K$$

En ne tenant pas compte de la constante d'intégration, nous avons

$$\Delta v_{GS} = \frac{I_0}{C_{GS}} \Delta t$$

avec $\Delta V_{GS} = 6$ V et $\Delta t = 0{,}5\ \mu s \left(\frac{T/2}{10}, \text{règle du dixième}\right)$.

Les caractéristiques de la figure 1.65 nous donnent

$$C_{GS} = C_{iss} = 700\ pF \text{ pour } V_{DS} > 20\ V$$

Donc

$$I_0 = \frac{6 \,.\, 7 \,.\, 10^{-10}}{5 \,.\, 10^{-7}} = 8{,}4 \,.\, 10^{-3} = 8{,}4\ mA$$

Entre 8,4 mA et 400 mA, nous pouvons choisir par exemple 20 mA (il faut penser à la puissance dissipée dans le transistor $T_3$ du générateur de courant). Nous avons alors

$$R = \frac{6}{2 \cdot 10^{-2}} = 300\,\Omega$$

**Générateur de courant.** Nous venons de nous imposer $I_0 = 20$ mA. Pour que la tension V' ne soit pas trop éloignée de V, nous prenons une diode Zener de 5,6 V et une tension minimale aux bornes du transistor $T_3$ de 1 V. Ainsi, si on considère la tension $V_{DS}$ du transistor $T_1$ (en conduction) voisine de zéro, nous aurons

$$V' - V = V_{R_1} + V_{EC_{min}} + v_{GS_1}$$

soit $V' - 40 = 5 + 1 + 6 = 12$ volts

$$V' = \mathbf{52\ volts}$$

La résistance $R_1$ vaut

$$R_1 = \frac{5}{I_0} = \frac{5}{2 \cdot 10^{-2}} = \mathbf{250\,\Omega}$$

Et en prenant un courant dans $R_2$ de 2 mA (par exemple), nous avons

$$R_2 = \frac{(V' - 5{,}6) - (-V)}{2 \cdot 10^{-3}} \frac{86{,}4}{2 \cdot 10^{-3}} = \mathbf{43{,}2\ k\Omega}$$

## 3.5. FILTRES POUR AMPLIFICATEURS A DÉCOUPAGE

La tension de sortie s'₂ des transistors de puissance travaillant en commutation représente une multitude de fréquences harmoniques et d'intermodulation qui ont été définies au paragraphe 3.2. Afin de ne récupérer que les composantes variables basses fréquences, on utilise un filtre passe-bas.

**Remarques**

— Dans le cas d'une commande de moteurs, l'alimentation de l'amplificateur de puissance est dissymétrique pour un seul sens de rotation, symétrique pour les deux sens et à liaison directe. Le filtrage est en courant avec inductance série.

— Dans le cas de l'audiofréquence, si l'alimentation est dissymétrique, la liaison est capacitive. Le filtrage est en tension par réseau LC.

— Pour certaines charges inertielles (constantes de temps très faibles devant la période de découpage $T_d$), le filtrage est absent ou réduit.

— Le filtre de sortie peut apporter un déphasage prématuré et ainsi diminuer la bande passante de l'amplificateur.

### 3.5.1. FILTRAGE DE L'INTENSITÉ (LISSAGE)

C'est le cas de l'alimentation des moteurs par hacheurs. La figure 3.28 correspond au schéma d'un amplificateur à découpage à deux transistors ou à un seul avec diode de roue libre. Ces deux schémas sont identiques dans leur principe. En supposant une vitesse de rotation constante, donc également la fem, on écrit que

$T_1$ ou T fermés, $\quad L\dfrac{di}{dt} = V - E = L\dfrac{(i_M - i_m)}{t_{on}}$

$T_2$ fermé ou T ouvert, $\quad L\dfrac{di}{dt} = -E = L\dfrac{(i_m - i_M)}{t_{off}}$

avec $i_M$ = courant maximum dans l'inductance,
$i_m$ = courant minimum dans l'inductance,
$t_{on}$ = intervalle de temps de fermeture de $T_1$ ou de T,
$t_{off}$ = intervalle de temps de fermeture de $T_2$ ou d'ouverture de T.

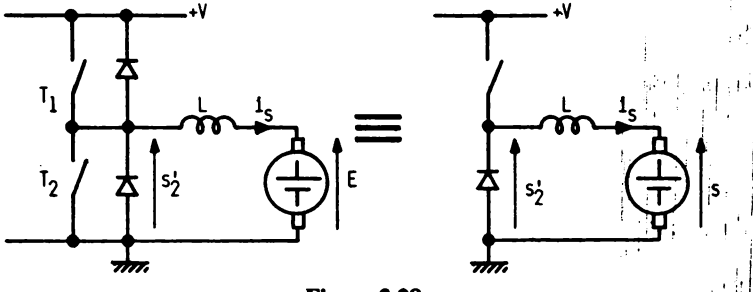



**Figure 3.28**

Ces relations sont totalement décrites dans l'ouvrage *Électronique industrielle*. **Le courant moyen $\dfrac{i_M + i_m}{2}$ dépend de la valeur du couple de fonctionnement.** Pour une ondulation de courant et une fréquence de fonctionnement données, il est aisé de définir la valeur de l'inductance de lissage. Remarquons que nous n'avons pas tenu compte de la résistance interne de la machine.

### 3.5.2. FILTRAGE DE LA TENSION

Le filtre couramment rencontré est celui de la figure 3.29.

C'est un réseau du second ordre dont la fonction de transfert est définie par

$$\frac{S(p)}{S'_2(p)} = \frac{\dfrac{R}{1 + RCp}}{r + Lp + \dfrac{R}{1 + RCp}} = \frac{R}{(r + Lp)(1 + RCp) + R}$$

soit

$$\frac{S(p)}{S'_2(p)} = \frac{R}{r + R + (L + rRC)p + RLCp^2}$$

Comme la résistance r est souvent de valeur très faible, la fonction peut se ramener à

$$\frac{S(p)}{S'_2(p)} \simeq \frac{R}{R + Lp + RLCp^2} = \frac{1}{1 + \dfrac{1}{R}p + LCp^2}$$

Elle est identifiable à la fonction du deuxième ordre

$$\frac{1}{1 + 2z\dfrac{p}{\omega_0} + \dfrac{p^2}{\omega_0^2}} \equiv \frac{1}{1 + \dfrac{L}{R}p + LCp^2}$$

Les éléments sont définis à partir des relations

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad , \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

(bande passante de l'amplificateur)

$$z = \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{L}{R} = \frac{1}{2R}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

(coefficient d'amortissement).

Dans le cas de la « haute fidélité », on utilise un filtre passe-bas à pente importante, ceci afin de limiter l'influence des fréquences parasites d'intermodulation. Deux exemples sont rencontrés

— filtre du quatrième ordre à pente de − 80 dB par décade (figure 3.30).

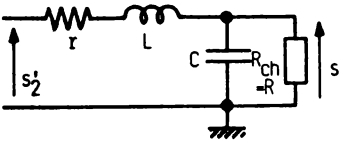



**Figure 3.29**

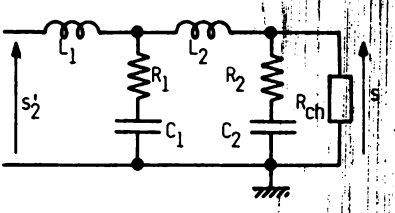



**Figure 3.30**

— filtre du sixième ordre à pente de − 120 dB par décade (figure 3.31).

Leur fonction de transfert est facile à définir à partir des relations de Kirchoff et Thévenin.

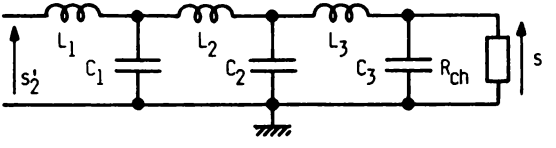



**Figure 3.31**

## 3.5.3. EXERCICE

On veut déterminer les éléments du filtre de sortie de la figure 3.29. La résistance de charge est de 10 Ω et la bande passante de 20 kHz. Nous nous imposons un coefficient d'amortissement z égal à 0,5.

**Solution**

Pour une résistance de charge de 10 Ω, il faut que l'inductance présente une résistance r négligeable devant cette valeur. Il n'est pas difficile de réaliser des selfs très peu résistives ($r < 1\ \Omega$). La valeur des éléments L et C est définie à partir des relations précédemment vues.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 2 \cdot 10^4 \quad \text{et} \quad z = \frac{1}{R_{ch}}\sqrt{\frac{L}{C}} = 0{,}5$$

La deuxième relation nous donne

$$\frac{1}{20}\sqrt{\frac{L}{C}} = 0{,}5 \quad \text{soit} \quad \sqrt{\frac{L}{C}} = 10 \quad , \quad \frac{L}{C} = 100 \quad \text{et} \quad L = 100\,C$$

et la première

$$\sqrt{LC} = \frac{1}{4\pi \cdot 10^4} \quad \text{soit} \quad LC = \frac{10^{-8}}{16\pi^2}$$

Il vient

$$100\,C\,.\,C = \frac{10^{-8}}{16\,\pi^2} \quad , \quad C^2 = \frac{10^{-10}}{16\,\pi^2} \quad \text{et} \quad C = \frac{10^{-5}}{4\,\pi} = 0{,}8\ \mu F$$

L'inductance L vaut alors

$$L = 100\,.\,8\,.\,10^{-7} = 8\,.\,10^{-5} = 80\ \mu H$$

Ces valeurs sont proches de celles rencontrées dans les schémas pratiques.

## 3.6. CARACTÉRISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR A DÉCOUPAGE

### 3.6.1. CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

Comme pour tout amplificateur, il est fondamental de connaître ses paramètres électriques c'est-à-dire résistance d'entrée $R_e$, gain en tension à vide $G_{v_0}$ et résistance de sortie $R_s$ (plutôt $Z_s$ dans ce cas).

Nous pouvons définir ces éléments à partir de la figure 3.32.

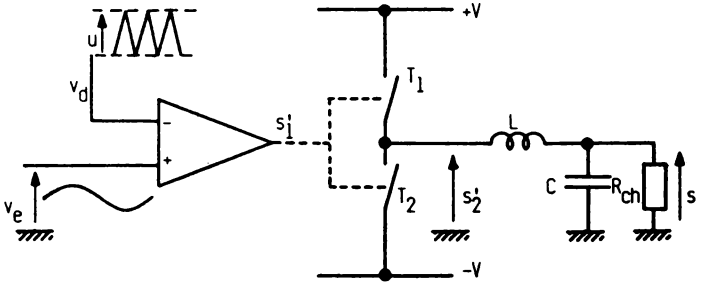



**Figure 3.32**

La résistance d'entrée est celle de l'amplificateur opérationnel

$$R_e \simeq \infty$$

Le gain en tension à vide et en basse fréquence est défini par le rapport des amplitudes entre le signal de sortie et celui de l'entrée (en général en régime sinusoïdal). Nous avons vu que, pour une pleine modulation, la dynamique de sortie maximale est 2 V crête à crête. Cette valeur est obtenue [illegible] l'amplitude vient avoisiner la crête du signal

triangulaire (rapport cyclique voisin de 0 % ou 100 %. Le gain en tension est alors défini par la relation

$$G_{v_0} \simeq \frac{2V}{U}$$

où U est l'amplitude crête à crête du signal de découpage. L'impédance de sortie de cet amplificateur est définie par l'impédance de Thévenin du filtre LC. Elle correspond aux deux éléments mis en parallèle

$$Z_s = \frac{jL\omega \cdot \frac{1}{jC\omega}}{jL\omega + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{jL\omega}{1 - LC\omega^2}$$

C'est le circuit bouchon classique où $Z_s = \infty$ à la fréquence de résonance. Ce résultat paraît aberrant. En fait, si on retire la charge, le réseau LC présente une surtension infinie et le diviseur de tension constitué par $Z_s$ et $R_{ch}$ ramène la tension de sortie à une valeur correcte.

**Remarque fondamentale. Un amplificateur classe D suivi d'un filtre du second ordre (ou plus) doit toujours être chargé si on ne veut pas voir apparaître des surtensions à sa sortie.**

### 3.6.2. FONCTION DE TRANSFERT DE LA CHAÎNE DIRECTE

On définit celle-ci à partir de la figure 3.32. Elle correspond au produit de la fonction de transmission entre l'entrée et la sortie de l'étage de puissance et de la fonction de transfert du filtre.

La décomposition en série de Fourier du signal $s'_2$ modulé en largeur (PWM) indique que $v_e$ est retransmis en $s'_2$ avec une amplification $\frac{2V}{U}$ quelle que soit sa fréquence $f_e$ par rapport à celle de découpage $f_d$ (il est évident que, pour un bon fonctionnement, il faut $f_e \ll f_d$).

La fonction de transfert de l'ensemble s'écrit alors

$$\frac{S(p)}{E(p)} = \frac{2V/U}{1 + \frac{L}{R}p + LCp^2}$$

**Cette fonction étant du second ordre, il y a intérêt à travailler avec un faible gain de boucle dans le cas où l'ensemble est contre-réactionné.**

### 3.6.3. EXERCICE

Définir la fonction de transfert du circuit de la figure 3.32 sachant que l'alimentation est ± V = ± 20 volts, et que le signal triangulaire est de 4 V crête à crête. La valeur des composants est L = 100 µH, C = 1 µF et $R_{ch}$ = 10 Ω. On déterminera aussi $\omega_0$ et z.

**Solution**

La fonction de transfert est du second ordre. Le gain statique est défini par la relation 2 V/U = 40/4 = 10.

La pulsation $\omega_0$ du système non amorti est

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{10^{-4} \cdot 10^{-6}}} = \mathbf{10^5\ rad/s}$$

et le coefficient d'amortissement

$$z = \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{L}{R} = \frac{10^5}{2} \cdot \frac{10^{-4}}{10} = \mathbf{0{,}5}$$

Pour cette valeur, il y aura une très faible surtension en sortie.

La fonction de transfert global s'écrit

$$\frac{S(p)}{E(p)} = \frac{10}{1 + 10^{-5}\,p + 10^{-10}\,p^2}$$

# CHAPITRE 4

# Classes A et C

Bien que moins utilisées que les classes B et D, elles sont rencontrées encore dans des cas bien spécifiques d'amplificateurs de puissance tels que :

— l'audiofréquence (classe A),
— les hautes fréquences large bande (classe A),
— les hautes fréquences sélectives (classe C),
— les amplificateurs ultra-soniques (classe C),
— les micro-ondes (classe C),
— les oscillateurs hautes fréquences (classe A ou C).

N'oublions pas non plus les étages préamplificateurs qui travaillent toujours en classe A.

## 4.1. AMPLIFICATION CLASSE A

### 4.1.1. POURQUOI LA CLASSE A ?

La présentation des classes de fonctionnement a été faite au chapitre 1. Nous avons vu les défauts de la classe B : distorsion de raccordement et difficultés de stabiliser le point de repos. Ces imperfections, toutefois atténuées, font que dans certains cas, on préfère le fonctionnement en classe A, malgré son faible rendement. Cette classe est aussi utilisée dans le domaine des hautes fréquences pour un problème de rapidité dans une large bande de fréquence.

Rappelons qu'un système fonctionne en classe A lorsque l'élément actif amplificateur est toujours conducteur. Si, en petits signaux, la distorsion est considérée comme nulle, en grands signaux, nous devons en tenir compte.

Notons toutefois que l'on réalise des amplificateurs classe A dont le taux de distorsion est de l'ordre de 0,01 % en basse fréquence.

## 4.1.2. CONFIGURATIONS RENCONTRÉES

Elles sont présentées avec des composants idéalisés.

### 4.1.2.1. Liaison directe

C'est le cas particulier où la charge est directement parcourue par le courant de polarisation $I_{C_0}$. La figure 4.1 représente ce montage en émetteur commun. Les valeurs statiques sont indiquées en grandes lettres. Le circuit de polarisation fournissant le courant $I_{B_0}$ est volontairement omis. Pour obtenir une dynamique maximale aux bornes de la charge, il faut

$$V_{CE_0} = \frac{V}{2} \quad \text{soit} \quad I_{C_0} = \frac{V}{2\,R_{ch}}$$

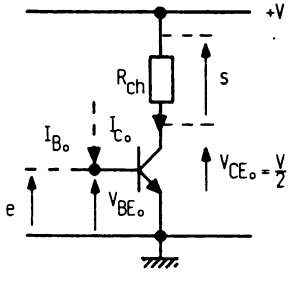



**Figure 4.1**

Les droites de charge statique et dynamique sont représentées sur le réseau idéalisé $I_C$ ($V_{CE}$) du transistor (figure 4.2). La dynamique de sortie maximale est V crête à crête.

Nous déterminons les puissances mises en jeu en régimes statique puis dynamique (régime sinusoïdal).

**Puissances en statique** (sans signal d'entrée)

— **Puissance fournie par l'alimentation $P_{f_0}$**

$$P_{f_0} = VI_{C_0}$$

— **Puissance dissipée dans le transistor**

$$P_{T_0} = \frac{V}{2} I_{C_0}$$

— **Puissance dissipée dans la charge**

$$P_{so} = \frac{V}{2} I_{Co}$$

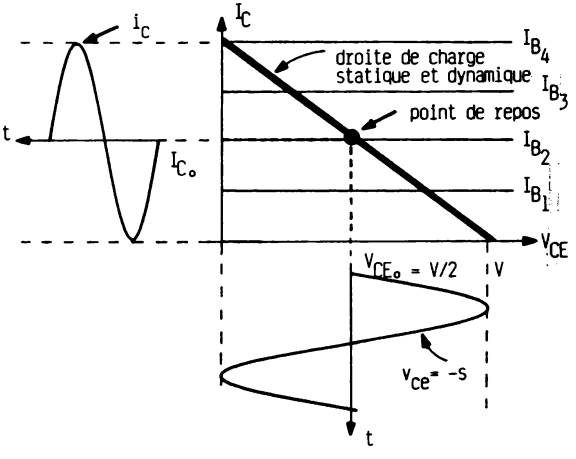



**Figure 4.2**

**Puissances en dynamique** (avec signal sinusoïdal d'entrée)

Elles sont calculées à partir des relations vues au chapitre 1 pour une dynamique maximale sans déformation.

— **Puissance fournie par l'alimentation $P_f$.** La tension d'alimentation est continue et son courant varie sinusoïdalement autour de la valeur moyenne.

La puissance moyenne fournie est alors

$$P_f = V i_{C_{moy}} = V I_{C_o} = P_{f_o}$$

— **Puissance dans la charge $P_s$.** La forme du courant est représentée sur la figure 4.3.

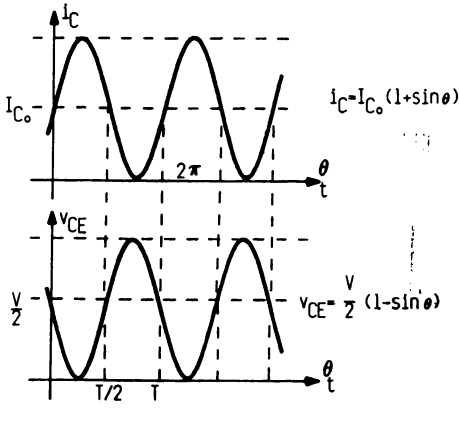



**Figure 4.3**

L'expression de la puissance moyenne est

$$P_s = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_C^2 \cdot R_{ch}\, d\theta$$

$$P_s = \frac{I_{C_0}^2 \cdot R_{ch}}{2\pi}\int_0^{2\pi}(1 + \sin\theta)^2\, d\theta = \frac{I_{C_0}^2 R_{ch}}{2\pi}\int_0^{2\pi}(1 + 2\sin\theta + \sin^2\theta)\, d\theta$$

comme

$$I_{C_0} R_{ch} = \frac{V}{2} \quad \text{et} \quad \sin^2\theta = \frac{1 - \cos 2\theta}{2}$$

nous avons

$$P_s = \frac{VI_{C_0}}{4\pi}\int_0^{2\pi}\left(\frac{3}{2} + 2\sin\theta - \frac{\cos 2\theta}{2}\right) d\theta$$

Les fonctions sin θ et cos 2 θ sont intégrées sur une période donnen zéro

$$P_s = \frac{3}{2}\frac{VI_{C_0}}{2} = \mathbf{1{,}5\, P_{s_0}}$$

— **Puissance dissipée dans le transistor $P_T$.** Deux méthodes sont possibles

- Par la différence des puissances :

$$P_T = P_f - P_s = VI_{C_0} - \frac{3}{4}VI_{C_0} = \frac{VI_{C_0}}{4}$$

- Par le calcul de la puissance moyenne en utilisant les relations de l figure 4.3.

$$P_T = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_C\, v_{CE}\, d\theta$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} I_{C_0}(1 + \sin\theta) \cdot \frac{V}{2}(1 - \sin\theta)\, d\theta$$

soit

$$P_T = \frac{VI_{C_0}}{4\pi}\int_0^{2\pi}(1 - \sin^2\theta)\, d\theta$$

La transformation de $\sin^2\theta$ en arc double nous permet d'aboutir à

$$P_T = \frac{VI_{C_0}}{4} = \frac{P_{T_0}}{2}$$

**Remarques**

— **En classe A, l'alimentation fournit toujours la même puissance.**

— **Le transistor** (ou autre composant) **dissipe deux fois moins de puissance à signal maximum qu'à vide.**

— Le rendement défini par la relation

$$\eta = \frac{P_s}{P_f} \quad \text{donnerait} \quad \eta = 0{,}75$$

En fait la puissance dans la charge est la somme d'une puissance dissipée par effet joule $P_{s_0} = \frac{VI_{C_0}}{2}$ et d'une puissance « utile » $\frac{VI_{C_0}}{4}\left(\text{total } \frac{3}{4} VI_{C_0}\right)$.

**Le rendement réel est donc**

$$\eta = \frac{P_s \text{ utile}}{P_f} = 0{,}25$$

— **Ce type de liaison est rarement utilisé.**

### 4.1.2.2. Liaison capacitive

La liaison capacitive entre l'étage amplificateur et la chage permet à celle-ci de ne pas être parcourue par le courant continu de polarisation. Le schéma équivalent en régime variable laisse apparaître les deux résistances $R_C$ et $R_{ch}$ en parallèle ce qui se traduit par une diminution de gain en tension donc de dynamique de sortie. L'exemple de la figure 4.4 fait intervenir une résistance de charge de valeur égale à celle de polarisation $R_{ch} = R_C$. L'amplificateur émetteur commun présente une résistance de sortie $R_C$. Pour une charge de valeur identique, la dynamique de sortie est divisée par 2. C'est ce qui est traduit sur la figure 4.5 où sont représentées les droites de charge statique (variation de 0 à V autour du point de repos) et dynamique (variation de V/4 à 3 V/4 autour d'un même point de repos, sans déformation du signal

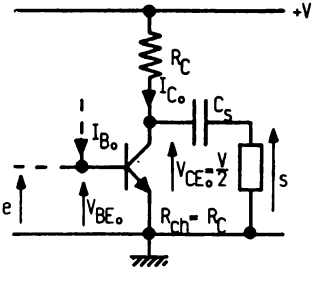



**Figure 4.4**

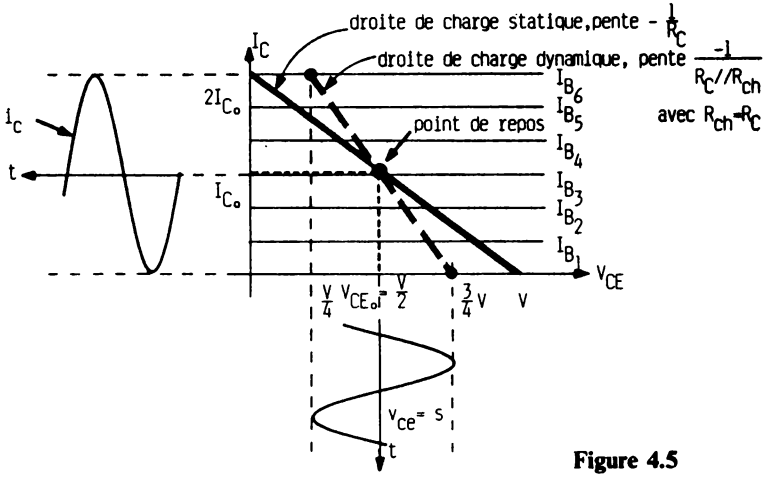



**Figure 4.5**

sinusoïdal). Nous déterminons les puissances mises en jeu en régimes statique puis dynamique pour $R_{ch} = R_C$.

**Puissances en statique** (sans signal d'entrée)

— **Puissance fournie** $P_{f_0}$

$$P_{f_0} = VI_{C_0} = \frac{V^2}{2\,R_C} \quad \text{avec} \quad I_{C_0} = \frac{V}{2\,R_C}$$

— **Puissance dissipée dans le transistor** $P_{T_0}$

$$P_{T_0} = \frac{V}{2} I_{C_0} = \frac{V^2}{4\,R_C}$$

— **Puissance dans la charge**

$$P_{s_0} = 0$$

**Puissances en dynamique** (avec signal sinusoïdal d'entrée)

— **Puissance fournie** $P_f$. Nous avons vu précédemment qu'en classe A, cette puissance est constante.

$$P_f = P_{f_0} = VI_{C_0} = \frac{V^2}{2\,R_C}$$

— **Puissance fournie à la charge** $P_s$. La dynamique de sortie maximale est V/2 crête à crête. La puissance fournie à la charge devient

$$P_s = \frac{\left(\frac{V/4}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{ch}} = \frac{V^2}{32\,R_{ch}} = \frac{V^2}{32\,R_C}$$

— **Puissance dissipée dans le transistor $P_T$.** A partir du graphe de la figure 4.6, nous déterminons la puissance moyenne dissipée dans le transistor

$$P_T = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} I_{C_0}(1 + \sin\theta).\frac{V}{2}\left(1 - \frac{1}{2}\sin\theta\right)d\theta$$

$$= \frac{VI_{C_0}}{4\pi}\int_0^{2\pi}\left(1 + \frac{1}{2}\sin\theta - \frac{1}{2}\sin^2\theta\right)d\theta$$

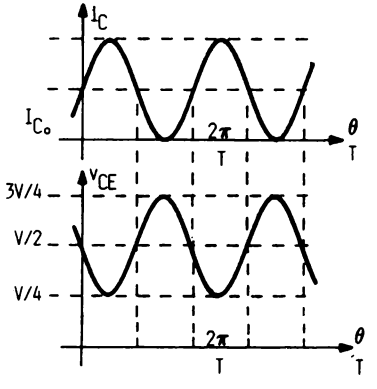



**Figure 4.6**

La transformation de $\sin^2\theta$ en arc double permet d'obtenir

$$P_T = \frac{3}{8}VI_{C_0} = \frac{3}{16}\frac{V^2}{R_C}$$

**Remarques**

— Le rendement réel est

$$\eta = \frac{P_s}{P_f} = \frac{V^2/32\,R_C}{V^2/2\,R_C} = \frac{1}{16} = \mathbf{0{,}06}$$

Cette valeur peut être vérifiée de la manière suivante

$$P_f = P_s + P_T + P_{R_C}$$

avec

$$P_f = \frac{V^2}{2\,R_C}\quad,\quad P_s = \frac{V^2}{32\,R_C}\quad\text{et}\quad P_T = \frac{3}{16}\frac{V^2}{R_C}$$

$$P_{R_C} = P_{R_{C_0}} + P_s \qquad \text{car} \qquad R_C = R_{ch}$$

$$P_{R_C} = \frac{V^2}{4\,R_C} + \frac{V^2}{32\,R_C}$$

soit

$$\frac{V^2}{R_C}\left(\frac{1}{32}+\frac{3}{16}+\frac{1}{4}+\frac{1}{32}\right)=\frac{V^2}{R_C}\cdot\frac{1}{2}$$

— Afin d'obtenir une dynamique de sortie la plus grande possible, il faut que la droite de charge dynamique ne s'éloigne pas trop de la droite de charge statique. Ceci impose $R_C \ll R_{ch}$ donc un rendement très faible. **Ce genre de liaison est très peu utilisé en puissance.**

### 4.1.2.3. Liaison par transformateur

Ce principe fait partie des montagnes utilisables en puissance. Il est représenté sur la figure 4.7. Le transformateur considéré comme parfait a été défini au paragraphe 2.7.1. Le collecteur du transistor voit au primaire du transformateur :

— une résistance nulle en statique,

— une résistance $R_{eq} = \frac{R_{ch}}{m^2}$ en dynamique.

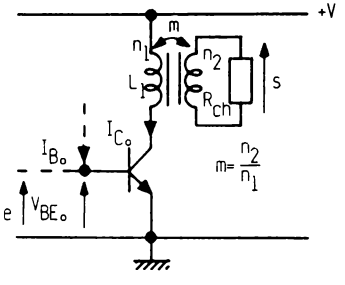



**Figure 4.7**

Les droites de charges statique et dynamique sont représentées sur la figure 4.8. En statique $V_{CEo} = V$ quelle que soit l'intensité $I_{Co}$. La puissance dissipée dans le transistor n'est limitée que par le courant de polarisation. En régime dynamique, la droite de charge pivote autour du point de repos dans le sens trigonométrique. Les valeurs extrêmes de la résistance de charge sont

$R_{ch} = 0$ (droite de charge dynamique 5),

$R_{ch} = \infty$ (droite de charge dynamique 4).

Entre les deux valeurs, nous avons une infinité de solutions. La puissance de sortie maximale est définie pour une « dynamique tension » et une « dynamique courant » maximales sans déformation en régime sinusoïdal.

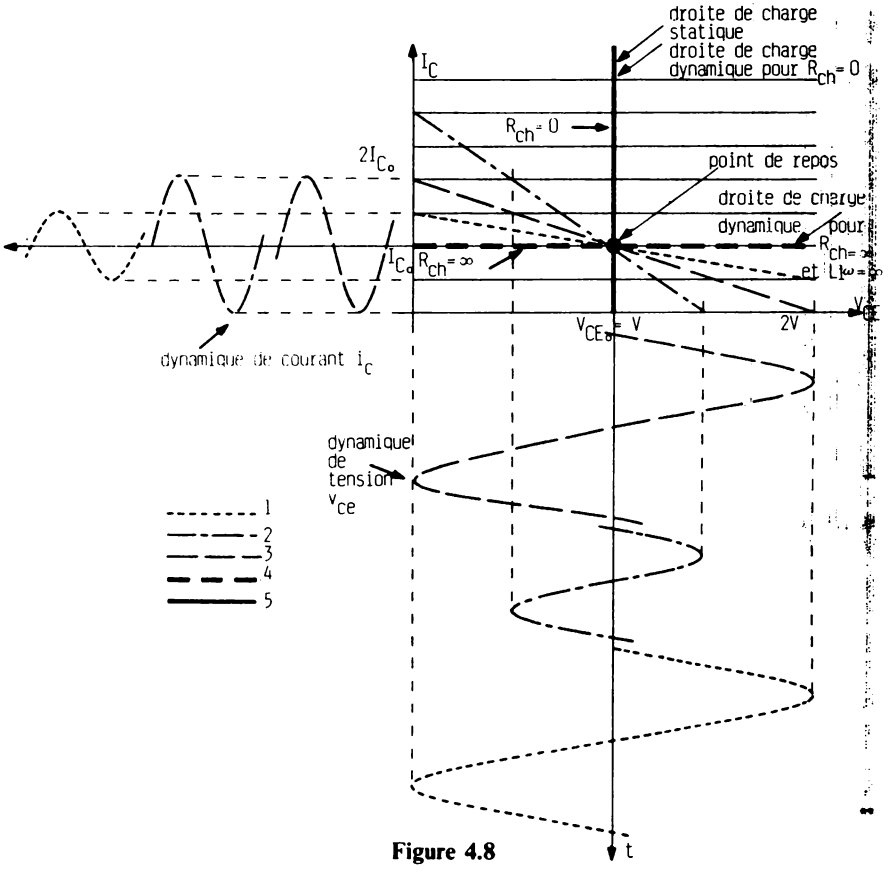



**Figure 4.8**

Des trois droites de charges (1-2-3), il est clair que c'est la 3 qui correspond à un fonctionnement optimal.

Cette droite est définie par une pente $-\dfrac{1}{R_{eq}}$ avec

$$R_{eq} = \frac{2\,V}{2\,I_{Co}} = \frac{V}{I_{Co}}$$

Nous déterminons les puissances en régimes statique puis dynamique pour cette valeur de résistance équivalente.

**Puissances en statique** (sans signal d'entrée)

— **Puissance fournie par l'alimentation $P_{fo}$**

$$P_{fo} = VI_{Co}$$

— **Puissance dissipée dans le transistor $P_{To}$**

$$P_{To} = VI_{Co}$$

**Puissances en dynamique** (avec signal sinusoïdal d'entrée)

— **Puissance fournie par l'alimentation** $P_f$. Comme nous sommes en classe A, la puissance fournie est constante $P_f = P_{f_0} = VI_{C_0}$

— **Puissance de sortie** $P_s$. Le transformateur étant considéré comme parfait, la puissance fournie à la charge correspond à celle fournie à la résistance équivalente en ne tenant pas compte de la composante continue. La dynamique crête à crête étant 2 V, la puissance de sortie s'écrit

$$P_s = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{eq}} = \frac{V^2}{2\,R_{eq}} = \frac{VI_{C_0}}{2}$$

**Remarques**

— Le rendement maximum est

$$\eta = \frac{P_s}{P_f} = 0{,}5$$

il est lié à la valeur de $R_{ch}$ et de $I_{C_0}$.

— Ce genre d'amplificateur doit toujours être chargé sinon la tension $v_{CE}$ atteint la zone d'avalanche (droite de charge dynamique 4).

— Dans le cas où le primaire du transformateur est résistif, la droite de charge statique pivote autour du point ($I_{C_0} = 0$, $V_{CE} = V$).

— La bande passante d'un tel amplificateur dépend de l'inductance primaire $L_1$.

— Le transformateur travaille en courant. Son primaire est traversé par une composante continue $I_{C_0}$ et une composante variable $i_c$ représentées par des générateurs de courant sur la figure 4.9. Le point de repos statique sur le graphe B (i) du circuit magnétique (figure 4.10) n'est pas à zéro. Si on veut qu'une variation de $B = \Delta B$ ou de $\varphi = \Delta\varphi$ donc de $s = n_2 \frac{d\varphi}{dt}$, il est

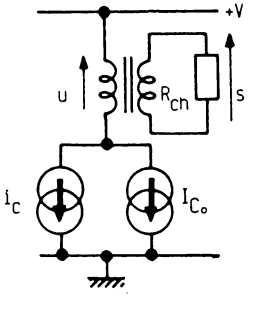



Figure 4.9

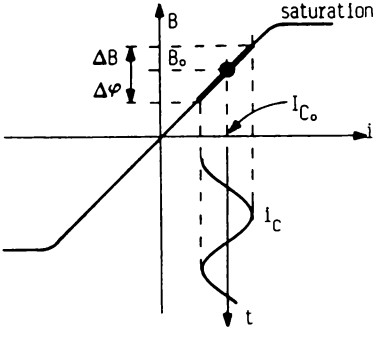



Figure 4.10

fondamental que le circuit magnétique ne soit pas saturé. **En pratique, on travaille souvent avec un entrefer.**

### 4.1.2.4. Push-pull série en classe A

La classe A pour un montage push-pull à déjà été présentée au chapitre 1 sur les figures 1.42, 1.52, 1.53 et 1.54 pour justifier la faible distorsion qu'apporte cette classe par rapport aux deux autres (AB et B). Avec des caractéristiques idéales, nous travaillons sur les figures 4.11 et 4.12. Pour chaque transistor, le point de repos en courant est $I_{B_0}$ tel que $I_{C_0} = \beta I_{B_0}$

$$I_{C_0} = \frac{i_{S_{max}}}{2} = \frac{V}{2 R_{ch}}$$

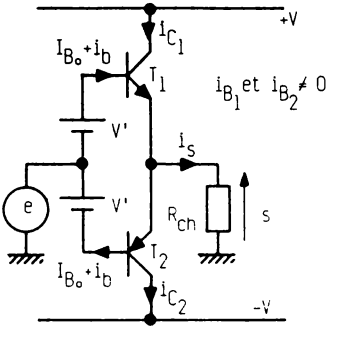



Figure 4.11

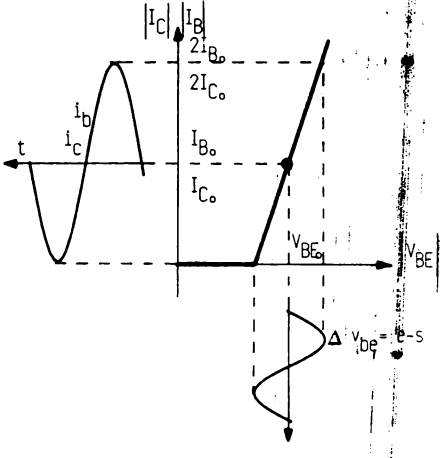



Figure 4.12

En effet, pour une variation positive de la tension d'entrée, celle de la sortie suit (s = e). Le courant $i_{C_1}$ dans le transistor $T_1$ passe de $I_{C_0}$ à $2\ I_{C_0}$ (valeur maximale). Dans $T_2$, $i_{C_2}$ varie de $I_{C_0}$ à 0 et, dans la charge, de 0 à $i_{S_{max}} = 2\ I_{C_0}$. Ces variations satisfont la relation de Kirchoff

$$i_{C_1} = i_S + i_{C_2}$$

représentée sur la figure 4.13.

Pour les caractéristiques idéalisées, les courants collecteurs sont sinusoïdaux. Leur différence qui représente la sortie ($R_{ch}\ i_S$) est aussi sinusoïdale. Ce type d'amplificateur présente en réalité une distorsion réduite. Il faut déterminer les puissances et le rendement d'un tel montage.

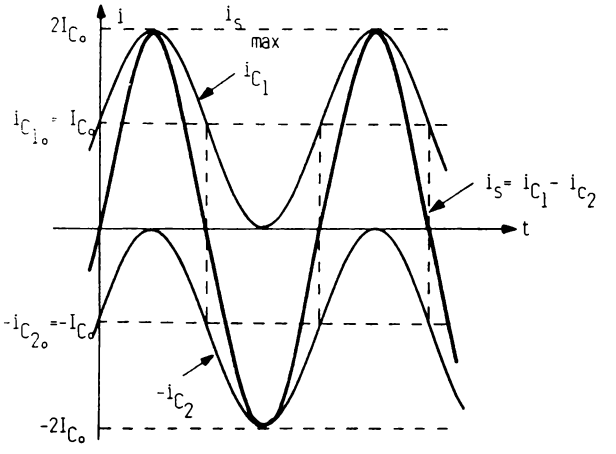



**Figure 4.13**

**Puissances en statique** (sans signal d'entrée)

— **Puissance fournie par les alimentations** $P_{f_o}$

$$P_{f_o} = 2\,VI_{C_o}$$

— **Puissance dissipée dans les deux transistors** $P_{T_o}$

$$P_{T_o} = 2\,VI_{C_o}$$

— **Puissance dans la charge** $P_{s_o}$

$$P_{s_o} = 0$$

**Puissances en dynamique** (avec signal sinusoïdal d'entrée, d'amplitude maximale)

— **Puissance fournie par les alimentations** $P_f$. Le courant fourni étant sinusoïdal, autour du point de repos, la puissance fournie est constante

$$P_f = P_{f_o} = 2\,VI_{C_o}$$

— **Puissance de sortie** $P_s$. La dynamique de sortie maximale est égale à V (2 V crête à crête). Ainsi

$$P_s = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{ch}} = \frac{V^2}{2\,R_{ch}} = VI_{C_o}$$

puisque $I_{C_o} = \dfrac{V}{2\,R_{ch}}$, condition optimale.

— **Puissance dissipée dans les transistors** $P_T$. C'est la différence des puissances

$P_T = VI_{C_o} - \dots$

**Remarques**

— Encore, dans ce cas, les transistors dissipent moins, avec signal, qu'au repos.

— Le rendement est

$$\eta_{max} = \frac{P_s}{P_f} = 0{,}5$$

— C'est un montage à liaison directe (fonctionnement en continu). La charge n'est pas parcourue par le courant de repos.

— Malgré la polarisation en classe A, il faut stabiliser le point de repos afin d'éviter l'emballement thermique.

### 4.1.2.5. Push-pull parallèle en classe A

Ce montage utilise un transformateur de sortie à double primaire. Il est représenté de façon théorique sur la figure 4.14. Le courant statique $I_{C_0}$ circulant dans chaque transistor crée deux flux en opposition qui s'annulent. Pour les mêmes conditions que dans le cas précédent, on détermine les puissances.

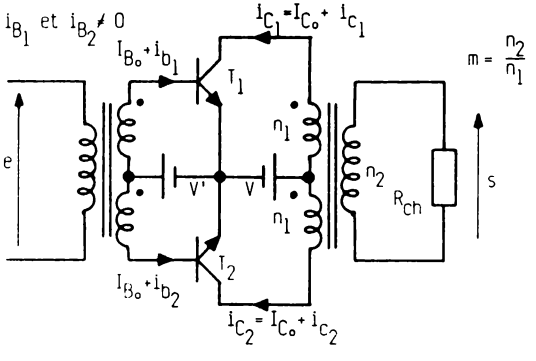



**Figure 4.14**

**Puissances en statique** (sans signal d'entrée)

— **Puissance fournie par l'alimentation $P_{f_0}$**

$$P_{f_0} = 2\,VI_{C_0}$$

— **Puissance dissipée dans les transistors $P_{T_0}$**

$$P_{T_0} = 2\,VI_{C_0}$$

**Puissances en dynamique** (avec signal sinusoïdal d'entrée)

— **Puissance fournie par l'alimentation $P_f$**

$$P_f = 2\,VI_{C_0}$$

— **Puissance de sortie $P_s$.** C'est la puissance dans la résistance ramenée au primaire qui voit une tension équivalente sinusoïdale de 2 V crête à crête **sur chaque demi-primaire** (figure 4.15), **contrairement à la classe B où la conduction est alternée.**

$$P_s = 2\frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{eq}} = 2\frac{V^2}{2R_{eq}} = VI_{C_0}$$

avec

$$R_{eq} = \frac{R_{ch}}{m^2} = \frac{V}{I_{C_0}}$$

— **Puissance dissipée dans les transistors $P_T$**

$$P_T = P_f - P_s = VI_{C_0}$$

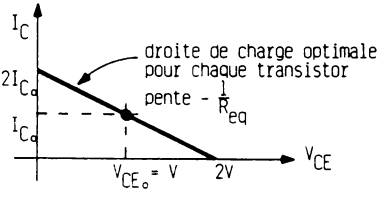



**Figure 4.15**

**Remarques**

— Le rendement théorique maximal est de 50 %.

— La source de tension V' sert à polariser les transistors.

En pratique, on utilise la tension principale V et on tient compte de la stabilité du point de repos.

### 4.1.2.6. Remarques générales concernant la classe A

Trois principes sont en pratique utilisés :

— le montage à 1 transistor et liaison par transformateur (on le rencontre comme **préamplificateur pour piloter le push-pull parallèle** ou comme élément d'oscillateur),

— le montage push-pull série pour les **applications basses fréquences,**

— le montage push-pull parallèle pour les **applications hautes fréquences.**

**Tous les trois ont un rendement théorique maximum de 50 %.**

### 4.1.3. ASPECT RÉEL

A partir des caractéristiques réelles des transistors (ou autres composants), il faut considérer deux cas :

— fonctionnement en petits signaux,

— fonctionnement en grands signaux.

#### 4.1.3.1. Distorsion en petits signaux

Pour tous les principes précédemment étudiés, le fonctionnement en petits signaux peut être linéarisé si on considère la tangente autour du point de repos des caractéristiques des composants. Dans ces conditions la distorsion est nulle.

#### 4.1.3.2. Distorsion en grands signaux, méthode des 5 points
(complément du paragraphe 1.3.)

La figure 4.16 représente la caractéristique statique $I_C$ ($V_{BE}$) d'un transistor. Pour une tension d'entrée $v_e = v_{be}$ et une tension de sortie $v_s = Ri_c$, la distorsion est directement déductible de cette caractéristique. Le nouvel axe des ordonnées passe par le point de repos $I_{C_0}$ et $v_e = 0$ qui est le point D. Déterminer la valeur de la distorsion revient à :

— faire un tracé puis un calcul graphique pour obtenir la série de Fourier (méthode compliquée),

— utiliser **l'approximation polynomiale de la fonction par la méthode des 5 points.**

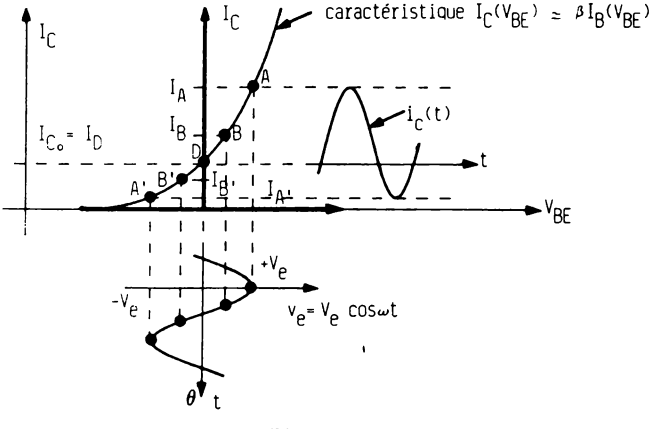



**Figure 4.16**

C'est cette dernière méthode qui est en général utilisée à cause de sa simplicité et de son résultat à 1 % près. Les 5 points sont définis à partir du signal d'entrée $v_e = V_e \cos \omega t = V_e \cos \theta$ et positionnés sur la figure 4.16.

— Le point D correspond à $v_e = 0$, $I_C = I_{C_0}$ et $\theta = \pi/2$.

— Les points A et A' correspondent à $v_e = \pm V_e$ et $\theta = 0$ puis $\theta = \pi$.

— Les points B et B' correspondent à $v_e = \pm V_e/2$ et $\theta = \frac{\pi}{3}$ puis $\frac{2\pi}{3}$.

**Première méthode**

Une très bonne approximation est faite avec un polynome du 3e degré :

$$i_C = I_0 + a\, v_e + b\, v_e^2 + C\, v_e^3$$

La courbe passant par les cinq points A, A', B, B' et D, on obtient les relations suivantes :

pour le point D, $v_e = 0$, $I_D = I_{C_0}$

pour le point A, $v_e = V_e$, $I_A = I_{C_0} + a\, V_e + b\, V_e^2 + c\, V_e^3$

pour le point A', $v_e = -V_e$, $I_{A'} = I_{C_0} - a\, V_e + b\, V_e^2 - c\, V_e^3$

pour le point B, $v_e = \frac{V_e}{2}$, $I_B = I_{C_0} + a\frac{V_e}{2} + b\frac{V_e^2}{4} + c\frac{V_e^2}{8}$

pour le point B', $v_e = -\frac{V_e}{2}$, $I_{B'} = I_{C_0} - a\frac{V_e}{2} + b\frac{V_e^2}{4} - c\frac{V_e^3}{8}$

Dans l'expression initiale de $i_C$, nous remplaçons $v_e$ par son expression

$$v_e = V_e \cos \omega t = V_e \cos \theta$$

Ceci nous donne

$$i_C = I_0 + a\, V_e \cos \theta + b\, V_e^2 \cos^2 \theta + c\, V_e^2 \cos^3 \theta$$

Sachant que

$$\cos^2 \theta = \frac{1 + \cos 2\theta}{2} \quad \text{et} \quad \cos 3\theta = \frac{3}{4}\cos \theta + \frac{1}{4}\cos 3\theta$$

nous avons

$$i_C = I_{C_0} + \frac{b\, V_e^2}{2} + \left(a\, V_e + \frac{3}{4} c\, V_e^3\right) \cos \theta + \frac{b\, V_e^2}{2} \cos 2\theta + \frac{c\, V_e^3}{4} \cos 3\theta$$

que l'on peut écrire

$$i_C = I_0 + I_1 \cos \theta + I_2 \cos 2\theta + I_3 \cos 3\theta$$

Cette relation constitue le développement en série de Fourier de $i_C$ jusqu'à l'harmonique 3.

Les paramètres a, b, c et $V_e$ sont éliminés à partir de

$$I_A + I_{A'} = 2\,(I_{C0} + b\,V_e^2)$$
$$I_A - I_{A'} = 2\,(a\,V_e + c\,V_e^3)$$
$$I_B - I_{B'} = aV_e + \frac{c}{4}V_e^3$$

ce qui donne finalement

$$I_0 = \frac{I_{C0}}{2} + \frac{I_A + I_{A'}}{4} = I_{C0} + \frac{b\,V_e^2}{2}$$
$$I_1 = \frac{(I_A - I_{A'}) + (I_B - I_{B'})}{3} = a\,V_e + \frac{3}{4}c\,V_e^2$$
$$I_2 = \frac{(I_A - I_{C0}) + (I_{A'} - I_{C0})}{4} = b\,\frac{V_e^2}{2}$$
$$I_3 = \frac{(I_A - I_{A'})}{6} - \frac{(I_B - I_{B'})}{3} = c\,\frac{V_e^3}{4}$$

Ces quatre dernières relations permettent de calculer les premiers termes de la série de Fourier à partir de la caractéristique statique $I_C$ ($V_{BE}$). Un exemple de calcul est indiqué dans l'exercice suivant.

**Deuxième méthode**

A partir de la même figure précédemment (figure 4.16) et de la relation

$$i_c = I_0 + I_1 \cos\theta + I_2 \cos 2\theta + I_3 \cos 3\theta + I_4 \cos 4\theta$$

représentant la décomposition en série de Fourier de $i_C$ juqu'au quatrième terme, nous obtenons les égalités suivantes :

Au point A $\left\{ \begin{array}{l} \theta = 0 \\ v_e = V_e \end{array} \right\}$, $I_A = I_0 + I_1 + I_2 + I_3 + I_4$

Au point B $\left\{ \begin{array}{l} \theta = \dfrac{\pi}{3} \\ v_e = \dfrac{V_e}{2} \end{array} \right\}$, $I_B = I_0 + 0{,}5\,I_1 - 0{,}5\,I_2 - I_3 - 0{,}5\,I_4$

Au point D $\left\{ \begin{array}{l} \theta = \dfrac{\pi}{2} \\ v_e = 0 \end{array} \right\}$, $I_{C0} = I_0 = I_0 + 0 - I_2 + 0 + I_4$

Au point B' $\left\{ \theta = \frac{2\pi}{3} \quad v_e = -\frac{V_e}{2} \right\}$, $I_{B'} = I_0 - 0{,}5\, I_1 - 0{,}5\, I_2 + I_3 - 0{,}5\, I_4$

Au point A' $\left\{ \theta = \pi \quad v_e = -V_e \right\}$, $I_{A'} = I_0 - I_1 + I_2 - I_3 + I_4$

Ceci pour une tension d'entrée $v_e = V_e \cos\theta$ et pour les valeurs $\theta = 0$, $\theta = \frac{\pi}{3}$, $\theta = \frac{\pi}{2}$, $\theta = \frac{2\pi}{3}$, $0 = \pi$ correspondant aux points A, B, D, B', A' de la caractéristique réelle $i_C$ ($v_{be}$) soit $i_C$ ($v_e$).

Ces cinq équations à cinq inconnues nous permettent d'obtenir

$$I_0 = \frac{I_A + I_{A'} + 2(I_B + I_{B'})}{6}$$

$$I_1 = \frac{I_{A'} - I_{A'} + I_B - I_{B'}}{3}$$

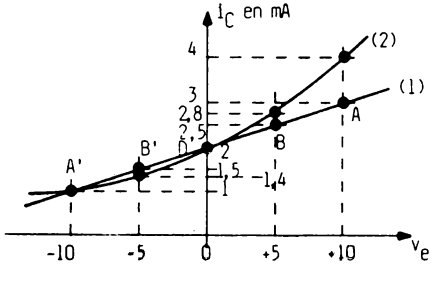
$$I_2 = \frac{I_A + I_{A'} + 2\, I_D}{4},$$

$$I_3 = \frac{I_A - I_{A'} + 2(I_B - I_{B'})}{6}$$

$$I_4 = \frac{I_A + I_{A'} - 4(I_B + I_{B'}) + 6\, I_D}{12}$$

## 4.1.4. EXERCICES

***Exercice* 1.** Nous allons déterminer le taux de distorsion d'un amplificateur polarisé en classe A dont les caractéristiques (1) ou (2) sont représentées sur les graphes de la figure 4.17. La tension d'entrée $v_e$ évolue entre + 10 mV et − 10 mV ($v_e = 10^{-2} \cos \omega t$). La tension de sortie est égale à $10^3 i_C = R_c\, i_C$.




| | (1) | (2) |
|---|---|---|
| $I_A$ | 3 | 4 mA |
| $I_B$ | 2,5 | 2,8 mA |
| $I_D$ | 2 | 2 mA |
| $I_{B'}$ | 1,5 | 1,4 mA |
| $I_{A'}$ | 1 | 1 mA |

**Figure 4.17**

La méthode de calcul utilisée est la première méthode des 5 points (on vérifiera toutefois les résultats avec la deuxième méthode).

**Solution**

**Réponse (1) de l'amplificateur.** Les coefficients de Fourier (en milliampères) jusqu'à l'ordre 3 sont :

$I_0 = \frac{2}{2} + \frac{3H}{4} = 2$ mA , $V_{s_0} = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 = 2$ V

$I_1 = \frac{(3-1) + (2{,}5 - 1{,}5)}{3} = 1$ mA , $V_{s_1} = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 = 1$ V, fondamental

$I_2 = \frac{(3-2) + (1-2)}{4} = 0$ mA , $V_{s_2} = 0$, harmonique 2

$I_3 = \frac{(3-1)}{6} - \frac{(2{,}5-1{,}5)}{3} = 0$ mA , $V_{s_3} = 0$, harmonique 3

$V_{s_0}$ représente la valeur moyenne de la sortie et $V_{s_n}$ l'amplitude du fondamental et des harmoniques de rang 2 et 3. Ce résultat est tout à fait normal puisque la réponse $I_C$ ($V_{BE}$) de l'amplificateur est linéaire. Pour une variation $v_e$ crête à crête de 20 mV à l'entrée, nous avons une variation $i_c$ crête à crête de 2 mA et une variation $v_s$ de la tension de sortie de $2 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 = 2$ V c. à c.

Le gain en tension est de 100 et le taux de distorsion, 0 %.

**Réponse (2) de l'amplificateur.** Les coefficients de Fourier (en milliampères) jusqu'à l'orde 3 sont :

$I_0 = \frac{2}{2} + \frac{4+1}{4} = 2{,}25$ mA , $V_{s_0} = 2{,}25 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 = 2{,}25$ V

$I_1 = \frac{(4-1) + (2{,}8 - 1{,}4)}{3} = 1{,}46$ mA , $V_{s_1} = 1{,}46$ V, fondamental

$I_2 = \frac{(4-2) + (1-2)}{4} = 0{,}25$ mA , $V_{s_2} = 0{,}25$ V, harmonique 2

$I_3 = \frac{(4-1)}{6} - \frac{(2{,}8-1{,}4)}{3} = 0{,}03$ mA , $V_{s_3} = 0{,}03$ V, harmonique 3

Le gain en tension est

$$G_{v_0} = \frac{1{,}46}{10^{-2}} = 146 \quad \text{au lieu de 200 pour la réponse (1)}$$

Le taux de distorsion devient

$$d = \frac{\sqrt{\left(\frac{0{,}25}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0{,}03}{\sqrt{2}}\right)^2}}{\frac{1{,}46}{\sqrt{2}}} = 0{,}03 \quad \text{soit } 3\ \%$$

**Remarques**

— Cette non-linéarité flagrante du graphe (2) en comparaison avec le graphe (1) ne nous apporte qu'un taux de distorsion de 3 %.

— La distorsion n'est due pratiquement qu'à l'harmonique 2.

— La deuxième méthode des cinq points nous donne $I_0 = 2{,}23$ mA et $I_4 = 0{,}2$ mA.

*Exercice* **2.** Un amplificateur de puissance polarisé en classe A est représenté sur la figure 4.18. Le transformateur supposé parfait est abaisseur (m = 0,1).

— Déterminer les éléments de polarisation $I_{C_0}$, $I_{B_0}$ et R afin de travailler à rendement maximum pour une puissance de sortie maximale (le gain en courant β du transistor, supposé parfait, est de 50).

— En maintenant cette polarisation, déterminer et représenter l'évolution du rendement lorsque la résistance de charge varie de 0 à ∞. On ne tient pas compte de la puissance dissipée dans la polarisation.

**Solution**

Détermination de la polarisation. La résistance équivalente de la charge ramenée au primaire du transformateur est

$$R_{eq} = \frac{R_{ch}}{m^2} = \frac{10}{10^{-2}} = 1\,000\ \Omega$$

La droite de charge dynamique optimale coupe les axes pour $v_{CE} = +2$ V et $i_C = 2\,I_{C_0}$. Sa pente est égale à $-1/R_{eq}$. On en déduit la valeur du courant de polarisation

$$R_{eq} = \frac{2\ V}{2\ I_{C_0}} \quad \text{soit} \quad I_{C_0} = \frac{V}{R_{eq}} = \frac{20}{1\,000} = \mathbf{20\ mA}$$

et du courant de base

$$I_{B_0} = \frac{I_{C_0}}{\beta} = \frac{2 \cdot 10^{-2}}{50} = 0{,}4\ \text{mA}$$

La résistance de polarisation vaut

$$\mathbf{R} = \frac{20 - 0{,}6}{4 \cdot 10^{-4}} \simeq 5 \cdot 10^4 = \mathbf{50\ k\Omega}$$

**Evolution du rendement avec $I_{C_0} = 20$ mA.** Pour déterminer cette évolution, il faut travailler avec les graphes de la figure 4.8.

— **Pour $R_{ch} = 10\ \Omega$,** valeur optimale, la droite de charge dynamique passe par $2\,I_{C_0}$ et 2 V (droite 3). C'est dans ce cas que la puissance de sortie est maximale ($i_{C_{max}} = 2\,I_{C_0}$ crête à crête et $v_{CE_{max}} = 2$ V crête à crête). **Le rendement est de 50 %.**

— **Pour $R_{ch} < 10\ \Omega$** (droite 2), la dynamique en tension diminue, celle en courant est équivalente au cas précédent ($i_{C_{max}} = 2\,I_{C_0}$ c. à c.). Si on considère que la puissance dissipée dans la charge est aussi celle dissipée dans la résistance

équivalente (en ne tenant pas compte de la composante continue), on utilise alors la relation

$$P_s = R_{eq}\left(\frac{I_{C_0}}{\sqrt{2}}\right)^2 = \frac{R_{eq} \cdot I_{C_0}^2}{2}$$

où $I_{C_0}$ représente la valeur maximale de la variation sinusoïdale du courant. Comme la puissance fournie par l'alimentation est constante

$$P_f = V I_{C_0}$$

le rendement $\eta$ s'écrit

$$\eta = \frac{\frac{I_{C_0}^2 R_{eq}}{2}}{V I_{C_0}} = \frac{I_{C_0}}{2V} R_{eq}$$

C'est l'équation d'une droite passant par l'origine. Pour $R_{eq} = 1\,000\ \Omega$ on retrouve $\eta = 0{,}5$.

— **Pour $R_{ch} > 10\ \Omega$** (droite 1), la dynamique en courant diminue alors que celle de la tension de sortie reste constante ($V_{CE_{max}} = 2$ V c. à c.). La puissance est alors définie par la relation

$$P_s = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{eq}} = \frac{V^2}{2 R_{eq}}$$

et le rendement

$$\eta = \frac{\frac{V^2}{2 R_{eq}}}{V I_{C_0}} = \frac{V}{2 I_{C_0}} \cdot \frac{1}{R_{eq}}$$

C'est l'équation d'une hyperbole. Pour $R_{eq} = 1\,000\ \Omega$, le rendement est de 0,5. La représentation $\eta(R_{ch})$ est indiquée sur la figure 4.19.

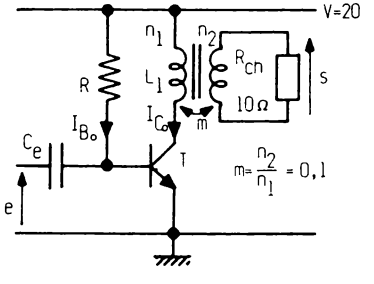



**Figure 4.18**

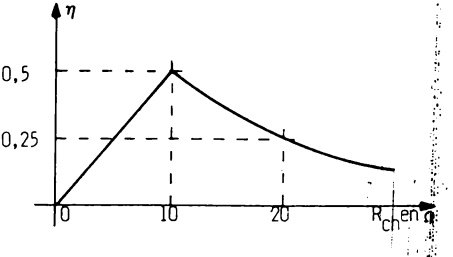



**Figure 4.19**

***Exercice* 3.** On veut déterminer les caractéristiques dynamiques de l'amplificateur précédent (figure 4.18).

— Déterminer la valeur de l'inductance magnétisante $L_1$ et de la capacité de liaison d'entrée $C_e$ pour un fonctionnement en petits signaux à une fréquence de 10 kHz (on adoptera la règle du dixième).

— Déterminer la fonction de transfert de cet amplificateur ainsi que sa réponse en fréquence représentée sur un diagramme de Bode.

**Solution**

**Valeur des éléments.** La règle du dixième nous permet d'écrire

$$L_1 \omega \geqslant 10 R_{eq} \quad \text{et} \quad \frac{1}{C_e \omega} \leqslant \frac{R_e}{10} \simeq \frac{h_{11}}{10}$$

La résistance dynamique d'entrée $h_{11}$ est définie par la relation

$$h_{11} = \frac{\beta}{40 I_{C_0}} = \frac{50}{40 . 2 . 10^{-2}} = 62{,}5\ \Omega \quad \text{à } 25\ °C$$

Nous avons alors

$$C_e \geqslant \frac{1}{2\pi . 10^4 . 6{,}25} = \frac{10^{-5}}{3{,}9} = \mathbf{2{,}5\ \mu F}$$

et

$$L_1 \geqslant \frac{10^4}{\omega} = \frac{10^4}{2\pi . 10^4} = \mathbf{0{,}16\ H}$$

**Il faut rappeler que cette inductance primaire est parcourue par une composante continue de 20 mA qui ne doit pas saturer le circuit magnétique. Sinon il faut prévoir un entrefer. C'est un problème technologique important dans le cas de basse fréquences ce qui fait adopter la solution du push-pull polarisé en classe A.**

**Réponse en fréquence.** La fonction de transfert est le produit de trois fonctions, l'une qui est celle de l'entrée

$$F_1(p) = \frac{h_{11} C_e P}{1 + h_{11} C_e P}$$

l'autre, celle de l'amplificateur

$$F_2(p) = -\frac{\beta Z_C(p)}{h_{11}}$$

avec

$$Z_C(p) = R_{eq} /\!/ L_1 \rho = \frac{R_{eq} L_1 P}{R_{eq} + L_1 P}$$

soit

$$F_2(p) = -\frac{\beta . \dfrac{R_{eq} . L_1 p}{R_{eq} + L_1 p}}{h_{11}} = -\frac{\beta R_{eq} L_1 p}{h_{11} (R_{eq} + L_1 p)}$$

$$F_2(p) = -\frac{\beta L_1 p}{h_{11}\left(1 + \frac{L_1}{R_{eq}} p\right)}$$

et la dernière, celle du transformateur, $F_3(p) = \frac{1}{10}$.

La fonction de transfert de l'ensemble s'écrit

$$F(p) = F_1(p) \cdot F_2(p) \cdot F_3(p) = -\frac{h_{11} C_e p}{1 + h_{11} C_e p} \cdot \frac{\frac{\beta L_1}{h_{11}} p}{1 + \frac{L_1}{R_{eq}} p} \cdot \frac{1}{10}$$

La réponse de Bode en module est représentée sur la figure 4.20 avec comme fréquences particulières,

$$f_1 = \frac{1}{2\pi h_{11} C_e} = \frac{1}{2\pi \cdot 62{,}5 \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-6}} = 1\,020 \text{ Hz}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \frac{\beta L_1}{h_{11}}} = \frac{62{,}5}{2\pi \cdot 50 \cdot 0{,}16} = 1{,}2 \text{ Hz}$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi \frac{L_1}{R_{eq}}} = \frac{10^3}{2\pi \cdot 0{,}16} = 995 \text{ Hz}$$

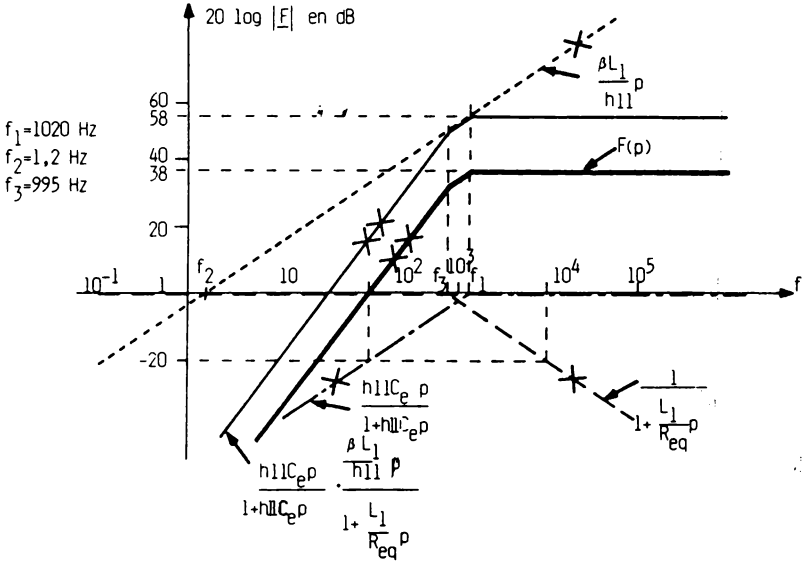



**Figure 4.20**

Le gain en tension de l'amplificateur, dans la bande passante, est

$$-\frac{\beta R_{eq}}{h_{11}} = -40\, R_{eq} \cdot I_{C_0} = -800$$

et en tenant compte de l'atténuation du transformateur le gain de l'ensemble est de − 80 (38 dB).

***Exercice* 4.** On polarise le transistor de l'amplificateur de puissance en classe A avec une résistance d'émetteur $R_E$ découplée (figure 4.21).

— Déterminer la valeur des éléments si $\beta = 50$,

$$V_{R_E} = 5\ V \quad \text{et} \quad I_{C_0} = 20\ mA$$

— Quelle doit être la valeur optimale de $R_{ch}$ ?

— Calculer la puissance de sortie maximale ainsi que le rendement associé.

**Solution**

**Calcul de la valeur des éléments.** A partir des données, il est facile de déterminer la valeur des tensions et courants concernant chaque élément.

$$V_{R_E} = 5\ V,\ I_E \simeq I_{C_0} = 20\ mA,\ \mathbf{R_E} = \frac{5}{2 \cdot 10^{-2}} = \mathbf{250\ \Omega}$$

$$I_{B_0} = VI_{C_0} / \beta = 0{,}4\ mA$$

$$V_{R_1} = 20 - 5{,}6 = 14{,}4\ V,\ I_{R_1} = 4\ mA \text{ et } \mathbf{R_1} = \frac{14{,}4}{4 \cdot 10^{-3}} = \mathbf{3{,}6\ k\Omega}$$

$$V_{R_2} = 5{,}6\ V,\ I_{R_2} = 3{,}6\ mA \text{ et } \mathbf{R_2} = \frac{5{,}6}{3{,}6 \cdot 10^{-3}} = \mathbf{1{,}5\ k\Omega}$$

**Valeur optimale de $R_{ch}$.** On détermine cette valeur à partir des droites de charge statique et dynamique qui ont pour pente respective $-\frac{1}{R_E}$ et $-\frac{1}{R_{eq}}$ (figure 4.22).

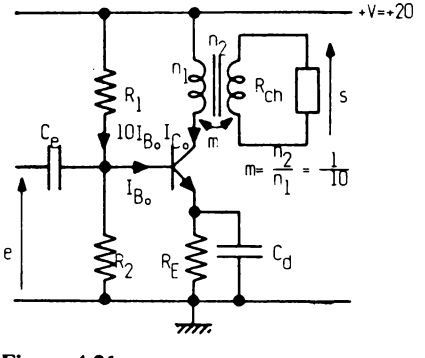



**Figure 4.21**

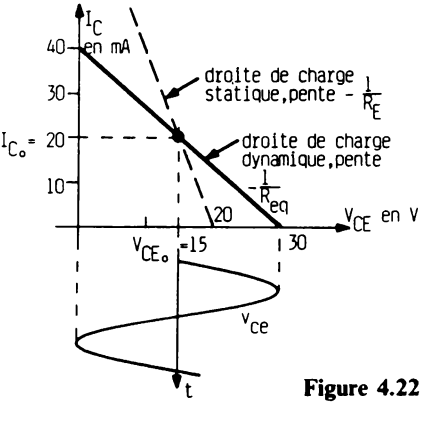



**Figure 4.22**

La résistance équivalente vaut

$$R_{eq} = \frac{30}{4 \cdot 10^{-2}} = 750\,\Omega$$

et la résistance de charge

$$R_{ch} = R_{eq} \cdot m^2 = 750 \cdot 10^{-2} = \mathbf{7{,}5\ \Omega}$$

**Puissances et rendement**

— **Puissance fournie par l'alimentation** en excluant la polarisation

$$P_f = VI_{C_0} = 20 \cdot 2 \cdot 10^{-2} = \mathbf{0{,}4\ W}$$

— **Puissance de sortie**

$$P_s = \frac{\left(\frac{15}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{eq}} = \frac{225}{1\,500} = \mathbf{0{,}15\ W}$$

— **Rendement**

$$\eta = \frac{p_s}{p_f} = \frac{0{,}15}{0{,}4} = \mathbf{0{,}375}$$

et si on tient compte de la puissance dissipée dans la polarisation

$$\eta = \frac{0{,}15}{0{,}4 + 20 \cdot 4 \cdot 10^{-3}} = \frac{0{,}15}{0{,}48} = \mathbf{0{,}31}$$

***Exercice* 5.** On considère, pour la figure 4.18, un transformateur réel ayant comme résistance d'enroulement, $R_p = 100\ \Omega$ et $R_s = 2\ \Omega$ (figure 4.23).

Représenter les droites de charge statique et dynamique pour un courant de repos $I_{C_0} = 20$ mA. Quels sont les puissances et rendement dans ces conditions, comparés à ceux de l'exercice 2 ?

**Solution**

Le transistor « voit » une résistance équivalente totale

$$R_{eq} = R_p + \frac{R_s + R_{ch}}{m^2} = 100 + \frac{2 + 10}{10^{-2}} = 1\,300\,\Omega$$

et une résistance statique de 100 Ω.

Le point de repos est $I_{C_0} = 20$ mA et $V_{CE_0} = 20 - 10^{+2} \cdot 2 \cdot 10^{-2} = 18$ V (figure 4.24).

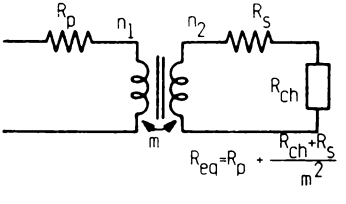



**Figure 4.23**

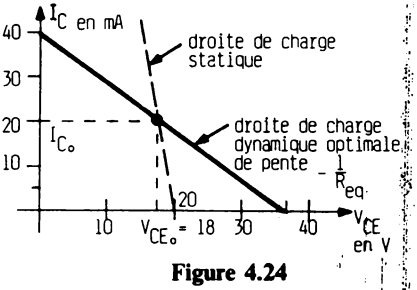



**Figure 4.24**

La dynamique maximale aux bornes de la résistance équivalente est de 36 V crête à crête. Aux bornes de la résistance totale secondaire ramenée au primaire, elle vaut :

$$36 \cdot \frac{\dfrac{R_s + R_{ch}}{m^2}}{R_p + \dfrac{R_s + R_{ch}}{m^2}} = 36 \cdot \frac{1\,200}{1\,300} = 33{,}2 \text{ V c. à c.}$$

Aux bornes de la résistance totale secondaire, nous avons 3,22 V. Il reste

$$3{,}22 \cdot \frac{10}{10 + 2} = 2{,}76 \text{ V c. à c.}$$

aux bornes de la charge $R_{ch}$.

La puissance fournie par l'alimentation, sans tenir compte de la polarisation, vaut

$$P_f = V \cdot I_{C_0} = 20 \cdot 2 \cdot 10^{-2} = \mathbf{0{,}4\ W}$$

et celle de sortie

$$P_s = \frac{\left(\dfrac{2{,}76}{2\sqrt{2}}\right)^2}{10} = \frac{2{,}76^2}{80} = \mathbf{0{,}09\ W}$$

Le calcul du rendement nous donne

$$\eta = \frac{0{,}09}{0{,}4} = \mathbf{0{,}22}$$

**Remarque.** Cet exercice indique que, pour obtenir un bon rendement, il faut choisir correctement le transformateur afin que celui-ci s'approche des conditions idéales.

***Exercice* 6.** Un amplificateur de puissance push-pull série à transistor MOS est polarisé en classe A (figure 4.25). La dynamique de sortie maximale prévue est de 60 V crête à crête.

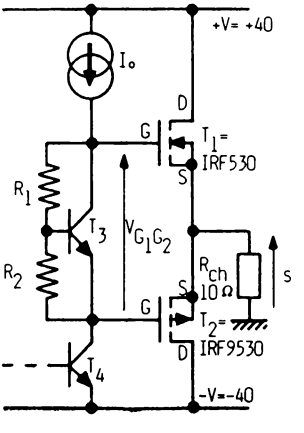



**Figure 4.25**

— Déterminer la valeur des éléments sachant que les MOS de puissance doivent être parcourus par un courant de repos $I_{D_0} = \frac{i_{S_{max}}}{2}$ et que le transistor $T_4$ (à boîtier TO 39) doit travailler à une température de jonction de 60 °C pour une température ambiante de 25 °C, sans radiateur. On utilisera les caractéristiques des figures 1.64, 1.66 et 1.73.

— Calculer les puissance et rendement.

**Solution**

Il faut d'abord déterminer la tension de polarisation $V_{G_1G_2}$ des MOS de puissance. A partir des caractéristiques de chacun d'eux, on voit que, pour un courant de polarisation

$$I_{D_0} = \frac{i_{S_{max}}}{2} = \frac{s_{max}}{2\,R_{ch}} = \frac{30}{20} = 1{,}5\ \text{A}$$

leur tension de commande est sensiblement de 4 V, valeur qu'il est nécessaire de régler en pratique. Ainsi $V_{G_1G_2} = 8$ V. C'est aussi la tension aux bornes du transistor « multiplicateur de jonction » $T_3$. Le transistor $T_4$ est polarisé en classe A. Sa puissance dissipée est maximale au repos. La tension à ses bornes est 40 V − 4 V = 36 V. Pour une température de jonction de 60 °C et une température ambiante de 25 °C, la puissance dissipée doit être de

$$P = \frac{\theta_j - \theta_a}{R_{j_{t_a}}} = \frac{60 - 25}{220} = 0{,}16\ \text{W}$$

et le courant de repos

$$I_0 = \frac{P}{V_{CE}} = \frac{0{,}16}{36} = 4{,}5 \cdot 10^{-3} = \mathbf{4{,}5\ mA}$$

Les résistances $R_1$ et $R_2$ polarisant le transistor $T_3$ sont définies à partir de deux équations

$$V_{G_1G_2} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_{BE} \simeq 0{,}6 \quad , \quad \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{8}{0{,}6} \quad \text{et} \quad \mathbf{R_1 = 12{,}3\ R_2}$$

puis

$$I_{R_1} \simeq I_{R_2} = \frac{I_0}{10} = 0{,}45\ \text{mA}$$

Donc

$$\mathbf{R_2} = \frac{0{,}6}{4{,}5 \cdot 10^{-4}} = \mathbf{1\,330\ \Omega} \quad \text{et} \quad \mathbf{R_1} = 16\,360\ \Omega$$

La puissance fournie par les alimentations est

$$\mathbf{P_f = 80 \cdot I_{D_0} = 80 \cdot 1{,}5 = 120\ W}$$

La puissance dissipée $P_{T_0}$ dans chaque transistor à vide est

$$P_{T_0} = \frac{P_f}{2} = 60 \text{ W}$$

**Il est évident que, dans ces conditions, il faut connecter plusieurs transistors MOS en parallèle bornes à bornes et refroidir par convection forcée (ventilateur).**
La puissance de sortie maximale vaut

$$P_{s_{max}} = \frac{\left(\frac{30}{\sqrt{2}}\right)^2}{10} = 45 \text{ W}$$

On en déduit la valeur de rendement

$$\eta = \frac{P_s}{P_f} = \frac{45}{120} = 0{,}37$$

**Remarques**

— On aurait trouvé un rendement de 50 % pour une dynamique de sortie maximale égale à 40 V et un nouveau courant de repos $I_{D_0} = 2$ A.

Le réglage du point de repos s'affectue en ajustant $R_1$ et la stabilisation thermique en fixant le transistor $T_3$ sur le même radiateur que celui du MOS de puissance.

— Pour augmenter la rapidité de fonctionnement, on remplace le transistor $T_4$ par un MOS et on augmente la valeur du courant $I_0$ (il faut, bien sûr, recalculer les résistances.

## 4.2. AMPLIFICATION CLASSE C

Elle est surtout utilisée dans les amplificateurs sélectifs à cause de son bon rendement et de sa bande de fréquence étroite.

### 4.2.1. ASPECT THÉORIQUE

#### 4.2.1.1. **Montage de base** (figure 4.26).

Un transistor idéalisé fonctionnant en émetteur commmun est polarisé par une tension $V_p < 0{,}6$ V. On lui applique sur sa base une tension sinusoïdale

$$v_e = V_e \cos \theta = V_e \cos \omega t$$

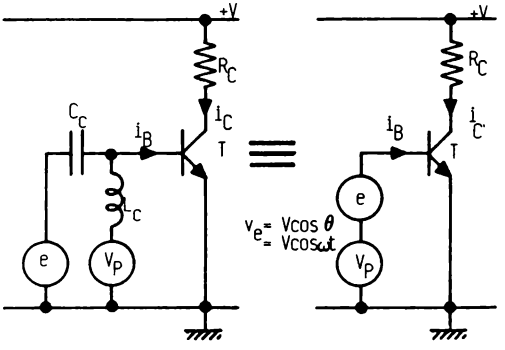



**Figure 4.26**

La tension de jonction base-émetteur vaut alors

$$v_{BE} = v_e + V_p = V_e \cos\theta + V_p$$

La conduction du transistor s'effectue pour un angle $\theta_0$ tel que

$$0{,}6 = V_e \cos\theta_0 + V_p$$
(0,6 V = tension de seuil à 25 °C)

soit :

$$\cos\theta_0 = \frac{0{,}6 - V_p}{V_e}$$

classe A, $\theta_0 = \pi$, $\cos\theta_0 = -1$, $V_p = 0{,}6 + V_e$

classe B, $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$, $\cos\theta_0, = 0$, $V_p = 0{,}6$

classe C, $\theta_0 < \frac{\pi}{2}$, $\cos\theta_0 > 0$, $V_p < 0{,}6$

La forme des tensions et courants est représentée sur les figures 4.27 [$I_B$ ($V_{BE}$) et 4.28 [$v_{BE}$ ($\theta$) et $i_B$ ($\theta$)].

La tension $v_{BE}$ est définie par

$$v_{BE} = 0{,}6 + h_{11}\, i_b = V\cos\theta + V_p$$

On en déduit l'expression de $i_B$ pour $-\theta_0 \leqslant \theta \leqslant +\theta_0$

$$i_B = \frac{v_{BE} - 0{,}6}{h_{11}} = \frac{(V_e\cos\theta + V_p) - 0{,}6}{h_{11}} = \frac{(V_e\cos\theta + V_p) - (V_e\cos\theta_0 + V_p)}{h_{11}}$$

soit

$$i_B = \frac{V_e}{h_{11}}(\cos\theta - \cos\theta_0)$$

Le courant collecteur est de même forme que le courant base

$$i_C = \frac{\beta V_e}{h_{11}}(\cos\theta - \cos\theta_0)$$

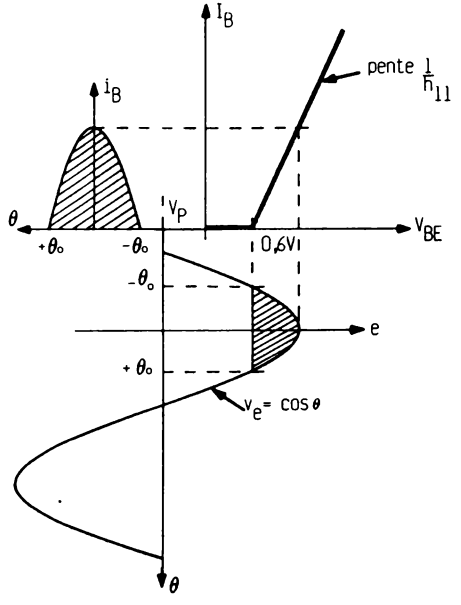



**Figure 4.27**

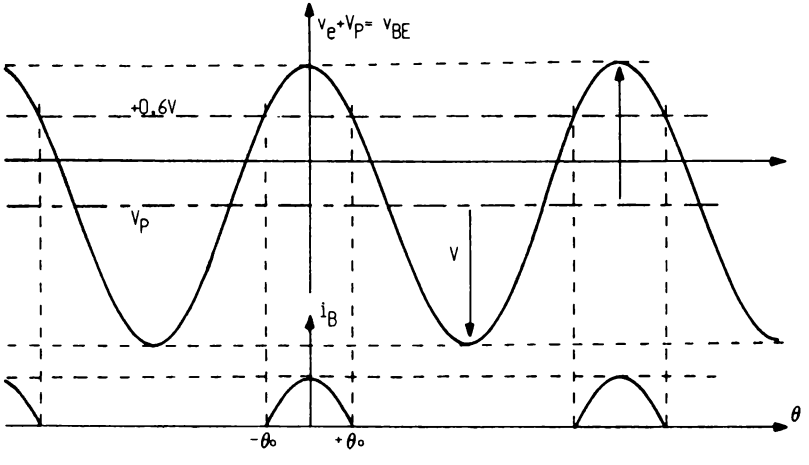



**Figure 4.28**

La valeur maximale est obtenue pour $\theta = 0$

$$i_{C_{max}} = \frac{\beta V_e}{\ldots}(1 - \cos\theta_0) = I_M \qquad \text{(figure 4.29)}$$

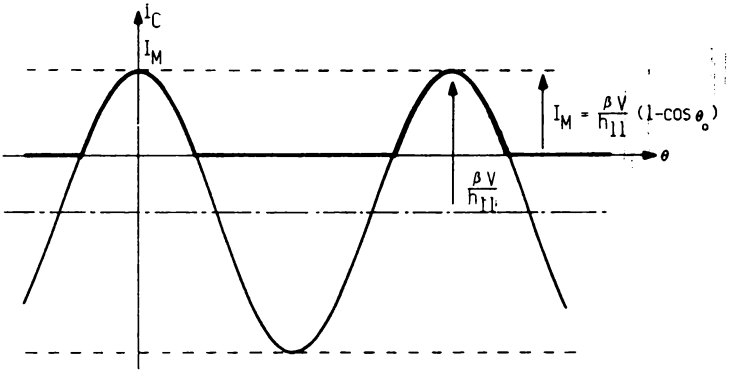



**Figure 4.29**

La nouvelle expression de $i_C$ devient alors

$$i_C = I_M = \frac{\cos\theta - \cos\theta_0}{1 - \cos\theta_0} \qquad \text{pour } -\theta_0 \leqslant \theta \leqslant +\theta_0$$

$$\theta_0 = \arccos \frac{0{,}6 - V_p}{V_e}$$

### 4.2.1.2. Analyse spectrale du courant collecteur

La fonction $i_c(\theta)$ étant paire, elle se met sous la forme

$$i_C = I_{C_0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos n\theta$$

soit

$$i_C = I_{C_0} + I_1 \cos\theta + I_2 \cos 2\theta + \ldots + I_n \cos n\theta$$

La valeur moyenne $I_{C_0}$ s'écrit

$$I_{C_0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} I_M \frac{\cos\theta - \cos\theta_0}{1 - \cos\theta_0} d\theta$$

$$I_{C_0} = \frac{I_M}{\pi} \cdot \frac{\sin\theta_0 - \theta_0 \cos\theta_0}{1 - \cos\theta_0} = I_M \cdot F_0(\theta_0)$$

et l'amplitude $I_n$ des harmoniques

$$I_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} I_M \frac{\cos\theta - \cos\theta_0}{1 - \cos\theta_0} \cdot \cos n\theta \, d\theta$$

$$I_n = \frac{I_M}{\pi} \cdot \frac{\dfrac{+\sin(n-1)\theta_0}{n-1} - \dfrac{\sin(n+1)\theta_0}{n+1}}{1 - \cos\theta_0} = I_M \cdot F_n(\theta_0)$$

Cette expression reste valable pour n = 1. La valeur du fondamental est obtenue en recherchant la limite de $I_n$ lorsque n tend vers 1.

$$I_1 = \frac{I_M}{\pi} \cdot \frac{\theta_0 - \sin\theta_0 \cos\theta_0}{1 - \cos\theta_0} = I_M \cdot F_1(\theta_0)$$

Le graphe de la figure 4.30 représente la valeur approximative du fondamental $F_0(\theta_0)$ et des harmoniques

$$F_1(\theta_0),\ F_2(\theta_0),\ F_3(\theta_0) \text{ et } F_4(\theta_0), \text{ pour } 0 \leqslant \theta_0 \leqslant \pi$$

sachant que

$$\theta_0 = \pi \quad \text{en classe A}$$

$$\theta_0 = \frac{\pi}{2} \quad \text{en classe B}$$

$$0 < \theta_0 < \frac{\pi}{2} \quad \text{en classe C}$$

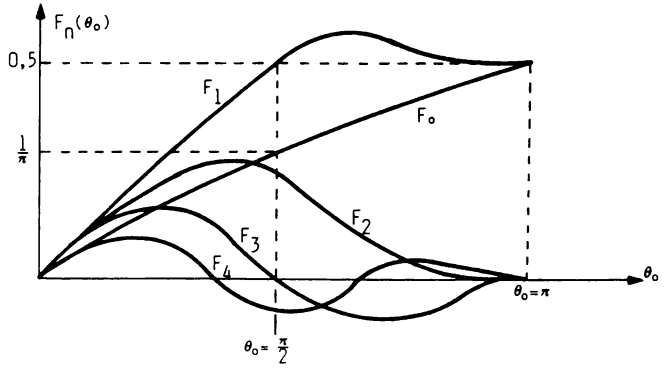



**Figure 4.30**

### 4.2.1.3. Amplificateur sélectif (figure 4.31)

Un circuit oscillant parfait (circuit bouchon) constitué d'une inductance L et d'une capacité C, entretient des oscillations s'il a reçu une impulsion énergétique. Il y a, en permanence, échange de cette énergie entre les deux éléments. Si une résistance est connectée en parallèle avec ce circuit, il y a perte par effet joule, et les oscillations amorties disparaissent.

Dans l'amplificateur classe C accordé, c'est le courant collecteur $i_C$ qui apporte l'énergie :

— à chaque période pour un circuit accordé sur le fondamental,

— toutes les deux périodes pour un circuit accordé sur l'harmonique 2,

— toutes les trois périodes pour l'harmonique 3 et ainsi de suite.

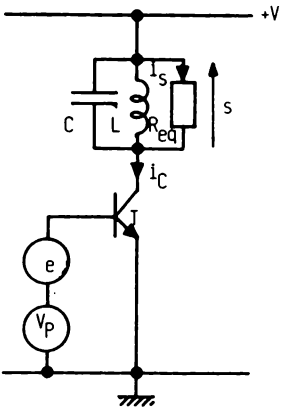



**Figure 4.31**

C'est ainsi que ce montage permet de travailler à la **même fréquence en sortie qu'à l'entrée ou en multiplicateur de fréquence.**

La forme de la tension aux bornes de la résistance équivalente à une charge $R_{eq}$ est sinusoïdale et, comme en classe A, peut atteindre une dynamique égale à deux fois la valeur de la tension d'alimentation (2 V). Le courant circulant dans cette charge est l'un des harmoniques de $i_C$ en fonction de la fréquence de travail.

### 4.2.1.4. Puissances et rendement

**Puissance de sortie maximale pour le fondamental**

$$P_s = S_{eff} \cdot I_{eff} = \frac{V}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_1}{\sqrt{2}} = \frac{VI_M}{2} \cdot F_1(\theta_0)$$

**Puissance fournie par l'alimentation**

$$P_f = V \cdot I_{moy} = VI_{C_0} = VI_M \cdot F_0(\theta_0)$$

**Rendement maximum**

$$\eta = \frac{P_s}{P_f} = \frac{1}{2} \cdot \frac{F_1(\theta_0)}{F_0(\theta_0)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\theta_0 - \sin\theta_0 \cos\theta_0}{\sin\theta_0 - \theta_0 \cos\theta_0}$$

La limite de cette fonction $\eta(\theta_0)$ pour $\theta_0$ tendant vers zéro s'écrit

$$\lim_{\theta_0 \to 0} \eta = \lim_{\theta_0 \to 0} \frac{1}{2} \cdot \frac{\theta_0 - \left(\theta_0 - \frac{\theta_0^3}{6}\right)\left(1 - \frac{\theta_0^2}{2}\right)}{\left(\theta_0 - \frac{\theta_0^3}{6}\right) - \theta_0\left(1 - \frac{\theta_0^2}{2}\right)}$$

$$\lim_{\theta_0 \to o} \eta = \lim_{\theta_0 \to o} \frac{1}{2} \cdot \frac{\theta_0 - \theta_0 + \frac{\theta_0^3}{2} + \frac{\theta_0^3}{6} - \frac{\theta_0^5}{12}}{\theta_0 - \frac{\theta_0^3}{6} - \theta_0 + \frac{\theta_0^3}{2}} \simeq \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{1}{6} + \frac{1}{2}}{\frac{1}{2} - \frac{1}{6}} = 1$$

Un calcul identique est effectué pour les harmoniques de rang n et on trouve la relation

$$\eta_{max(rang\ n)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{VI_n}{VI_{C_0}} = \frac{I_n}{2I_{C_0}}$$

L'évolution du rendement en fonction de l'angle $\theta_0$ pour le fondamental et les deux premiers harmoniques est représentée sur la figure 4.32.

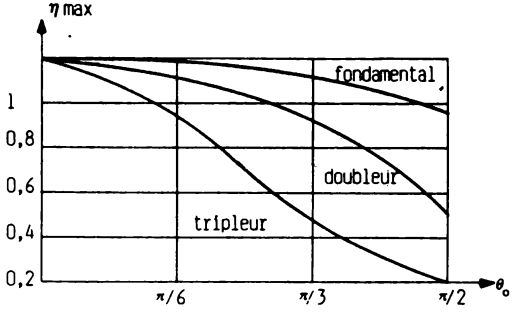



**Figure 4.32**

### 4.2.1.5. Gain en tension

Il est défini par la relation

$$G_{v_0} = \frac{s}{e} = \frac{s}{v_e} = \frac{R\, I_M \,.\, F_n(\theta_0)}{V_e}$$

avec

$$I_M = \frac{\beta\, V_e}{h_{11}} \,.\, (1 - \cos \theta_0)$$

Ainsi

$$G_{v_0\ (\text{à la fréquence } f_n)} = \frac{R\,\beta}{h_{11}} (1 - \cos \theta_0) \,.\, F_n\,(\theta_0)$$

## 4.2.2. RÉALITÉS TECHNOLOGIQUES

### 4.2.2.1. Imperfections d'un circuit accordé

Un circuit RLC parallèle présente une admittance

$$\underline{Y} = \frac{1}{R} + j C\omega - \frac{j}{L\omega}$$

Sachant que le coefficient de qualité Q d'un circuit parallèle est défini par les relations

$$Q = RC\omega_0 = \frac{R}{L\omega_0} \qquad (LC\omega_0^2 = 1)$$

nous avons

$$\underline{Y} = \frac{1}{R}\left[1 + j Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]$$

soit

$$\underline{Z} = \frac{R}{1 + j Q\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)}$$

Expression qui permet de déterminer la valeur de l'impédance du circuit pour une fréquence de fonctionnement donnée.

### 4.2.2.2. Distorsion du signal de sortie

En prenant l'accord sur le fondamental et en ne considérant que l'harmonique 2, le taux de distorsion s'écrit

$$d = \frac{S_{eff_2}}{S_{eff_1}} = \frac{I_2 / \sqrt{2}}{I_1 / \sqrt{2}} \cdot \frac{Z_2}{Z_1}$$

avec

$$I_2 = I_M \,.\, F_2 \,.\, (\theta_0)$$

$$I_1 = I_M \,.\, F_1(\theta_0)$$

$$Z_2 = \frac{R}{1 + j Q\left(\frac{2 f_0}{f_0} - \frac{f_0}{2 f_0}\right)} = \frac{R}{1 + j \,.\, 1{,}5\, Q}$$

Il vient alors $\underline{Z}_1 = R$

$$d = \frac{F_2(\theta_0)}{F_1(\theta_0)} \cdot \frac{1}{1 + j \,.\, 1{,}5\, Q}$$

soit

$$\mathbf{d \simeq \frac{F_2(\theta_0)}{F_1(\theta_0) \,.\, 1{,}5\, Q}}$$

### 4.2.2.3. Polarisation du transistor en classe C

Très souvent, en pratique, cette polarisation est effectuée à $V_p = 0$. La figure 4.33 en donne un exemple. La résistance $R_p$ assure cette polarisation. Comme ce montage travaille en général aux fréquences élevées, la capacité parasite $C_{bc}$ est ramenée à l'entrée du transistor par effet Miller et affectée du coefficient multiplicateur $G_v$ qui est le gain en tension du montage.

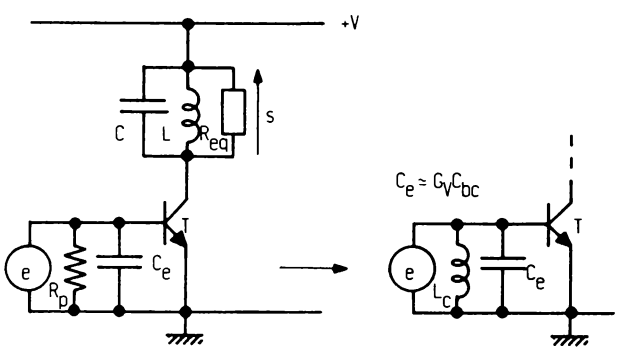



**Figure 4.33**

**L'impédance d'entrée est alors court-circuitée en hautes fréquences.** Pour pallier cet inconvénient, on remplace la résistance $R_p$ par une inductance $L_C$ appelée self de choc. Elle forme un circuit résonant à la fréquence de travail

$$\mathbf{L_C\, G_v\, C_{bc}\, \omega_0^2 = 1 = L_C\, C_e\, \omega_0^2}$$

### 4.2.2.4. Polarisation automatique (figure 4.34)

Elle consiste à connecter une résistance d'émetteur $R_E$ découplée à la fréquence de travail par $C_d$. La polarisation du transistor est toujours effectuée par l'inductance de choc $L_C$ à $V_p = 0$.

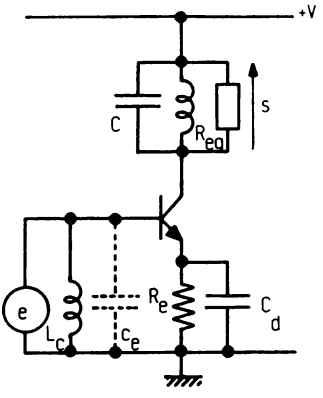



**Figure 4.34**

En fonctionnement, le condensateur va se charger à la tension

$$R_E I_{C_0} = R_E \frac{I_M}{\pi} \cdot \frac{\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0}{1 - \cos \theta_0}$$

L'angle d'ouverture (de début de conduction) est alors défini par la relation

$$V_e \cos \theta_0 = 0{,}6 + R_E I_{C_0}$$

Si, dans un premier temps, on néglige la tension de seuil de 0,6 V, il vient

$$I_{C_0} = \frac{V_e \cos \theta_0}{R_E} = \frac{I_M}{\pi} \cdot \frac{\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0}{1 - \cos \theta_0}$$

avec

$$I_M = \frac{V_e - R_E I_{C_0}}{\Sigma r}$$

où $\Sigma$ r représente la somme des résistances du circuit d'entrée divisée par le gain en courant $\beta$.

Cette dernière relation peut encore s'écrire

$$I_M = \frac{V_e - V_e \cos \theta_0}{\Sigma r} = \frac{V_e (1 - \cos \theta_0)}{\Sigma r}$$

valeur que nous reportons dans l'expression de $I_{C_0}$,

$$I_{C_0} = \frac{V_e \cos \theta_0}{R_E} = \frac{V_e}{\pi} \frac{(1 - \cos \theta_0)}{\Sigma r} \cdot \frac{\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0}{(1 - \cos \theta_0)}$$

et enfin

$$\cos \theta_0 = \frac{R_E}{\pi \cdot \Sigma r}\left(\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0\right)$$

**Relation qui indique que l'angle d'ouverture $\theta_0$ est indépendant de l'amplitude $V_e$ du signal d'entrée et est fixé par la valeur de la résistance $R_E$.**

Dans un second temps, si on tient compte de la tension de seuil de 0,6 V, alors

$$I_{C_0} = \frac{V_e \cos \theta_0 - 0{,}6}{R_E}$$

**Le calcul montre que $\theta_0$ est indépendant de $V_e$ que si $V_e \gg 0{,}6$ V.**

**Remarques**

— Le courant $I_M$ reste proportionnel à $V_e$,

— Le phénomène de polarisation automatique peut s'interpréter physiquement de la manière suivante. Lorsque $V_e$ augmente, $\theta_0$ tend à augmenter, $I_{C_0}$ aussi, de même que $RI_{C_0}$. Alors $\theta_0$ se maintient à sa valeur d'origine.

— Cette stabilisation est aussi vraie pour les effets de la température.

— Il est évident que le rendement est légèrement diminué.

### 4.2.2.5. Phénomène de clamping

Dans l'amplificateur polarisé en classe C de la figure 4.35, la résistance $R_p$ est de très forte valeur et $C_e$ est un condensateur de liaison.

Le circuit d'entrée est équivalent à celui de la figure 4.36. Dès que le signal $v_e$ est présent, le condensateur se charge à une valeur voisine de $V_e$ et

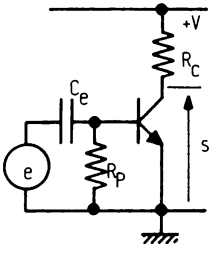



**Figure 4.35**

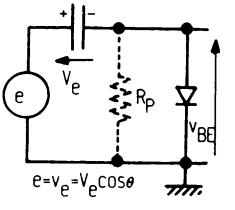



**Figure 4.36**

reste chargé à cause de la forte valeur de $R_p$. La tension $v_{be}$ est alors représentée sur la figure 4.37. A chaque crête du signal d'entrée $v_e$ apparaît un courant de maintien de charge qui est aussi le courant de base du transistor. Le courant collecteur et la tension de sortie $v_{ce}$ sont de formes impulsionnelles.

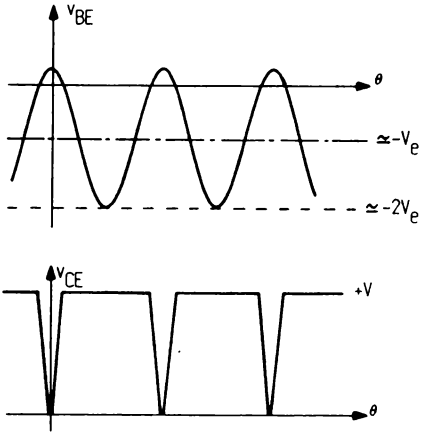



**Figure 4.37**

**Remarques**

— Il ne faut pas que la tension $-2\,V_e$ dépasse la tension d'avalanche de la jonction base émetteur.

— Ce montage est idéal pour obtenir des impulsions brèves.

— Par contre, pour un amplificateur de classe C à angle $\theta_0$ contrôlé, il faut diminuer la valeur de la résistance $R_p$ afin que le condensateur $C_e$ ne reste pas chargé. Nous avons vu que la solution était en fait de remplacer $R_p$ par une inductance de choc $L_C$ accordée avec la capacité Miller d'entrée du transistor.

## 4.2.3. EXERCICES

*Exercice* 1 (figure 4.38)

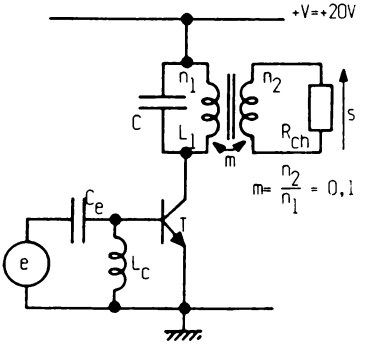



**Figure 4.38**

Un amplificateur accordé est polarisé en classe C ($V_p = 0$). Sachant que le générateur d'attaque est défini par $v_e = 1{,}2 \cos \theta$ et que le transistor présente une tension de seuil de 0,6 V, « $h_{11}$ » = 500 Ω, $\beta = 50$ et une capacité parasite $C_{bc} = 2$ pF, déterminer

— la valeur de $R_{ch}$ afin d'obtenir une dynamique maximale,

— la valeur de C et $L_1$ accordés sur le fondamental pour une fréquence d'entrée de 100 kHz et un coefficient de surtension Q = 100,

— la valeur de $L_c$ et $C_c$,

— le rendement de cet amplificateur.

**Solution**

Pour une tension maximale d'entrée de 1,2 volt et une tension de seuil de 0,6 volt, l'angle de conduction est $\theta_0 = \frac{\pi}{3}$ soit 60° défini par la relation

$$\cos \theta_0 = \frac{0{,}6 - 0}{1{,}2} = 0{,}5$$

La valeur maximale du courant collecteur est

$$I_M = \frac{\beta V_e}{h_{11}} (1 - \cos \theta_0) = \frac{50 \cdot 1{,}2}{500} (1 - 0{,}5) = 60 \cdot 10^{-3} = 60 \text{ mA}$$

Pour déterminer la valeur de la résistance de charge, il faut connaître l'amplitude maximale du fondamental de $i_C$

$$I_1 = \frac{I_M}{\pi} \cdot \frac{\theta_0 - \sin \theta_0 \cos \theta_0}{1 - \cos \theta_0} = \frac{6 \cdot 10^{-2}}{\pi} \cdot \frac{\pi / 2 - 0{,}866 \cdot 0{,}5}{0{,}5} = 2{,}33 \cdot 10^{-2}$$

La résistance équivalente au primaire du transformateur est déduite de la relation

$$R_{eq} = \frac{R_{ch}}{m^2} = \frac{2V}{2I_1} = \frac{20}{2{,}33 \cdot 10^{-2}} = \mathbf{858\ \Omega}$$

soit

$$R_{ch} = 8{,}58\ \Omega$$

Il faut maintenant déterminer C et $L_1$ à partir de

$$Q = R_{eq} C \omega_0 = \frac{R_{eq}}{L_1 \omega_0} = 100$$

soit

$$C = \frac{Q}{R_{eq} \omega_0} = \frac{10^2}{8{,}58 \cdot 10^2 \cdot 2\pi \cdot 10^5} = 1{,}8 \cdot 10^{-7} \text{ F} = \mathbf{0{,}18\ \mu F}$$

$$L_1 = \frac{R_{eq}}{Q \omega_0} = \frac{8{,}58 \cdot 10^2}{10^2 \cdot 2\pi \cdot 10^5} = 1{,}36 \cdot 10^{-5} = \mathbf{13{,}6\ \mu H}$$

Pour cette valeur de C, la capacité parasite est sans influence. L'inductance de choc $L_c$ est accordée avec la capacité parasite d'entrée de Miller

$$C_{en} = G_v \cdot C_{bc}$$

avec :

$$G_v = \frac{\Delta v_{ce}}{\Delta v_e} = \frac{V}{V_e} = \frac{20}{1{,}2} = 16{,}6$$

soit

$$C_{en} \simeq 16{,}6 \cdot 2 \cdot 10^{-12} = 33{,}2 \cdot 10^{-12}$$

et

$$L_c C_{en} \omega_0^2 = 1$$

$$\mathbf{L_c} = \frac{1}{33{,}2 \cdot 10^{-12} \cdot 4 \cdot \pi^2 \cdot 10^{10}} \simeq 0{,}07 \text{ H} = \mathbf{70 \text{ mH}}$$

L'impédance de condensateur doit être très faible devant le $h_{11}$ du transistor

$$Z_{C_e} \ll 500\ \Omega$$

La règle du dixième positionne le problème.

$$\frac{1}{C_e \omega_0} \leqslant 50\ \Omega \quad , \quad C_e \geqslant \frac{1}{50 \cdot 2\pi \cdot 10^5} = 3 \cdot 10^{-8} \text{ F}$$

soit

$$\mathbf{C_e \geqslant 30 \text{ nF}}$$

Pour obtenir la valeur du rendement, il faut connaître $P_s$ et $P_f$ les puissances de sortie et fournie

$$P_s = \frac{\left(\frac{20}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{eq}} = \frac{20^2}{2 \cdot 858} \simeq 0{,}23 \text{ W}$$

et

$$P_f = V I_{C_0}$$

avec

$$I_{C_0} = \frac{I_M}{\pi} \cdot \frac{\sin\theta_0 - \theta_0 \cos\theta_0}{1 - \cos\theta_0} = \frac{6 \cdot 10^{-2}}{\pi} \cdot \frac{0{,}866 - 1{,}04 \cdot 0{,}5}{0{,}5}$$

$$I_{C_0} = 1{,}32 \cdot 10^{-2}$$

$$P_f = 20 \cdot 1{,}32 \cdot 10^{-2} = 0{,}264 \text{ W}$$

et

$$\eta = \frac{P_s}{P_f} = \frac{0{,}23}{0{,}264} = \mathbf{0{,}87}$$

***Exercice* 2.** L'amplificateur classe C utilise maintenant un circuit accordé série (figure 4.39). Déterminer la valeur des éléments pour les mêmes

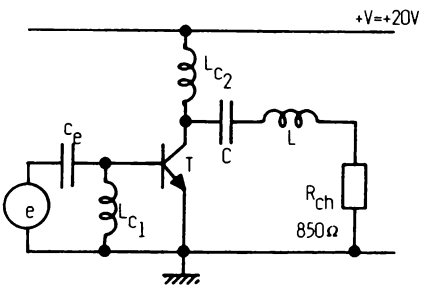



**Figure 4.39**

conditions de fonctionnement que dans l'exercice précédent. On prendra un coefficient de surtension Q = 1.

**Solution**

Les conditions de polarisation sont inchangées, alors

$$L_{c_1} = 70 \text{ mH} \quad \text{et} \quad C_e = 30 \text{ nF}$$

L'inductance de choc $L_{c_2}$ doit être accordée avec la capacité parasite de Miller

$$C' = C_{bc} \frac{G_v}{G_v + 1}$$

Comme $C' \simeq C_{bc} = 2$ pF, il vient

$$L_{c_2} C_{bc} \omega_0^2 = 1$$

et

$$L_{c_2} = \frac{1}{2 . 10^{-12} . 4\pi^2 . 10^{10}} = 1{,}25 \text{ H}$$

En pratique cette inductance présentera des capacités parasites bien supérieures à $C_{bc}$, alors on pourra toujours diminuer la valeur de $L_{c_2}$ qui sera une vraie inductance de choc ($Z \to \infty$).

Le coefficient de surtension pour un circuit série est défini par

$$Q = \frac{1}{R_{ch} C \omega_0} = \frac{L\omega_0}{R_{ch}} = 1$$

Ainsi

$$C = \frac{1}{8{,}5 . 10^2 . 2\pi . 10^5} = 1{,}87 . 10^{-9} = \mathbf{1{,}87 \text{ nF}}$$

et

$$L = \frac{8{,}5 . 10^2}{2\pi . 10^5} = \mathbf{1{,}36 \text{ mH}}$$

Puissances et rendement de ce montage sont identiques à ceux trouvés dans l'exercice précédent.

# CHAPITRE 5

# Asservissement des amplificateurs

Nous traitons dans ce chapitre le problème de l'asservissement (contre-réaction) de tous les systèmes électriques et en particulier des amplificateurs.

## 5.1. RAPPELS CONCERNANT LES ASSERVISSEMENTS

### 5.1.1. POURQUOI ASSERVIR UN SYSTÈME ?

Lorsqu'un système électrique doit présenter à sa sortie une fonction linéaire de l'entrée ou de plusieurs entrées, il y a lieu de réaliser un asservissement. Cette opération consiste à comparer la grandeur de sortie à celle de l'entrée à l'aide d'un comparateur analogique ou soustracteur. Elle a pour but de maintenir la sortie à une valeur correcte quelles que soient les perturbations possibles internes ou externes au système. Malgré tous les avantages qu'apporte cet asservissement et qui sont présentés au paragraphe 5.2., il peut y avoir des problèmes d'oscillations de boucles ou d'oscillations des composants.

### 5.1.2. PRÉSENTATION D'UN ASSERVISSEMENT ÉLECTRONIQUE

Dans tous les cas de figure, les asservissements sont étudiés par la méthode des schémas-blocs. Le domaine de l'électronique ne fait plus exception à cette règle depuis l'arrivée des circuits intégrés analogiques.

L'étude de la contre-réaction suivant ses quatre modes, parallèle-parallèle, série-série, parallèle-série et serie-parallèle est, depuis, abandonnée ; elle était en effet rébarbative.

Les systèmes électroniques peuvent présenter plusieurs entrées. Dans le cas des amplificateurs de puissance, il n'y en a, en général, qu'une seule. Le schéma-bloc est alors celui de la figure 5.1. où :

— $H_0(p)$ ou $A(p)$ représente la transmittance de la chaîne directe,
— $B(p)$, la transmittance du réseau de retour,
— $\alpha(p)$, la transmittance du réseau d'entrée,
— $H_0(p) \cdot B(p)$ ou $A(p) \cdot B(p)$, la transmittance de la boucle,
— $\varepsilon(p)$, la tension différentielle amplifiée par la chaîne directe.

(Rappelons que transmittance = fonction de transfert).

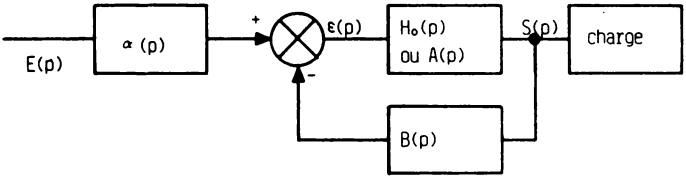



**Figure 5.1**

La transformée de Laplace du signal d'entrée e(t) est E(p). Celui-ci peut être constant, alors le système est un régulateur (c'est le cas des alimentations régulées) ou variable (pour les amplificateurs de signaux électriques).

La transmittance ou fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$\mathbf{H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \pm \alpha(p) \cdot \frac{A(p)}{1 + A(p) \cdot B(p)}}$$

## 5.1.3. PRÉCISION D'UN ASSERVISSEMENT

La précision ou qualité d'un système asservi dépend du terme

$$A(p) \cdot B(p)$$

c'est-à-dire du gain de boucle. Il faut qu'il soit très grand devant l'unité, **dans la bande des fréquences de travail.**

$$|\underline{A} \cdot \underline{B}| \gg 1$$

Lorsque $A(p) \cdot B(p)$ présente une ou plusieurs intégrations, la précision en est améliorée (voir ouvrage *Boucles à verrouillage de phase*). Dans

l'expression de H(p) que l'on peut ramener à $\underline{H}$ en régime sinusoïdal, nous voyons qu'il y a simplification à cause de $|\underline{A} \cdot \underline{B}| \gg 1$.

$$\underline{H} = \frac{\underline{S}}{\underline{E}} \simeq \pm \frac{\alpha}{B}$$

## 5.1.4. STABILITÉ D'UN ASSERVISSEMENT

L'expression de la transmittance en boucle fermée montre que le dénominateur peut s'annuler. Pour $\underline{A} \cdot \underline{B} = -1$, le système se transforme en oscillateur pur. C'est la condition de Barkhausen. L'étude simplifiée de la stabilité d'un système asservi revient à faire l'étude de la réponse en fréquence de la boucle par des tracés graphiques. Par ordre d'utilisation, pour les systèmes électroniques, nous avons :

— les tracés de Bode qui représentent le graphe du module et le graphe de l'argument de $\underline{A} \cdot \underline{B}$ en fonction de $\omega$ ou f (voir paragraphe 1.6.1.1.),

— le tracé de Nyquist, dans le cas le plus « litigieux » qui représente le lieu des extrémités des vecteurs dans le plan complexe de $\underline{A} \cdot \underline{B}$,

— rarement le tracé de Black qui représente en abscisse l'argument et en ordonnée le module de $\underline{A} \cdot \underline{B}$.

On dit qu'un système est **stable et utilisable** lorsque la marge de phase $\Phi_M$ est égale ou supérieure à 45° et la marge de gain $G_M$ égale ou inférieure à $-6$ dB et d'une manière générale lorsque le lieu de Nyquist passe à droite du point $-1$ en parcourant ce lieu dans le sens des fréquences croissantes.

**En électronique il est très fréquent de travailler avec les diagrammes de Bode et de n'utiliser comme critère de stabilité que la marge de phase.**

## 5.1.5. COMPENSATION D'UN ASSERVISSEMENT

Lorsque le système est oscillatoire permanent ou amorti, il est inutilisable. Il y a lieu de le compenser en utilisant un ou plusieurs réseaux de compensation de manière à retrouver une marge de phase $\Phi_M \geqslant 45°$ et une marge de gain $\leqslant -6$ dB sans trop altérer la précision du système, c'est-à-dire le gain de boucle à la fréquence de fonctionnement.

Une étude détaillée de la stabilité et de la compensation des systèmes électroniques est faite à l'image de l'amplificateur opérationnel dans l'ouvrage *Amplificateurs opérationnels.*

## 5.2. PERFORMANCES D'UN SYSTÈME ASSERVI ÉLECTRONIQUE

Dans un amplificateur continu, la transmittance de la chaîne directe est de la forme

$$A(p) = H_0(p) = \frac{A_0}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)...}$$

que la technologie soit à éléments discrets ou intégrés. Pour simplifier, nous prendrons dans certains cas $H_0(p) = A$ **(gain en tension de la chaîne directe à une fréquence donnée)**

$$A = |\underline{H_0}| \text{ pour } f_0$$

### 5.2.1. AVANTAGES DE L'ASSERVISSEMENT EN RÉGIME STATIQUE

L'asservissement statique consiste à maintenir le point de repos de sortie d'un montage à une valeur stable quelles que soient les perturbations. En électronique ce problème est fondamental lorsqu'on utilise des amplificateurs à liaisons continues ou partiellement continues. C'est par exemple le cas des amplificateurs opérationnels, d'asservissement, audiofréquences, d'instrumentation. Dans tous les cas, les perturbations principales sont d'ordre thermique :

— dérive des potentiels pour les amplificateurs continus à fort gain,
— dérive de la polarisation de l'étage push-pull de sortie.

#### 5.2.1.1. Asservissement du point de repos en tension

Tous les amplificateurs cités précédemment sont d'abord asservis en statique. Le point de repos de sortie doit toujours être situé au milieu de la tension totale d'alimentation. Afin d'obtenir la meilleure précision de celui-ci, on essaye de travailler avec un gain de boucle statique le plus grand possible, donc un coefficient de retour B le plus proche de 1. La figure 5.2 représente l'organisation d'un asservissement du point de repos en tension. La sortie revient sur l'entrée moins de l'amplificateur différentiel. Le retour B statique est quasi unitaire. La résistance $R_1$ est nécessaire pour une division de tension dynamique avec $R_2$ dans le cas des amplificateurs audiofréquences. Si l'amplificateur est continu (asservissement, instrumentation...) le retour statique est le même que le retour dynamique.

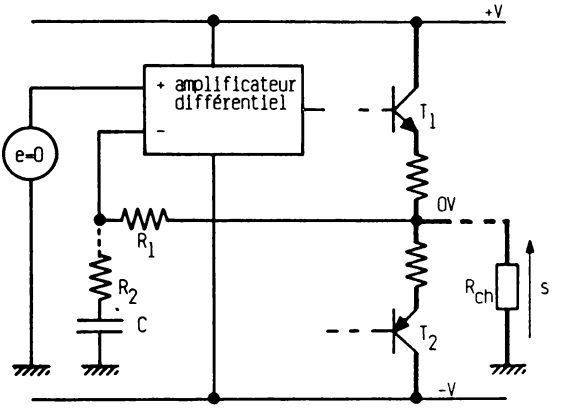



Figure 5.2

### 5.2.1.2. Asservissement du point de repos en courant

C'est un cas très particulier présenté par Siliconix, référé en bibliographie. La figure 5.3 en donne le principe. Un amplificateur à liaisons d'entrée et de sortie capacitives est constitué d'un push-pull série à transistors MOS. Le contrôle statique est celui du point de repos en courant $I_0$ de l'étage de sortie. Le phénomène « régulation » est le suivant. Lorsque $I_0$ augmente, l'entrée (+) de l'amplificateur différentiel varie positivement. La grille du transistor $T_2$ varie inversement ainsi que sa source ce qui a pour effet de ramener le courant à sa valeur initiale tel que

$$RI_0 = \frac{R_6}{R_5 + R_6} V \qquad (e_+ \simeq e_-)$$

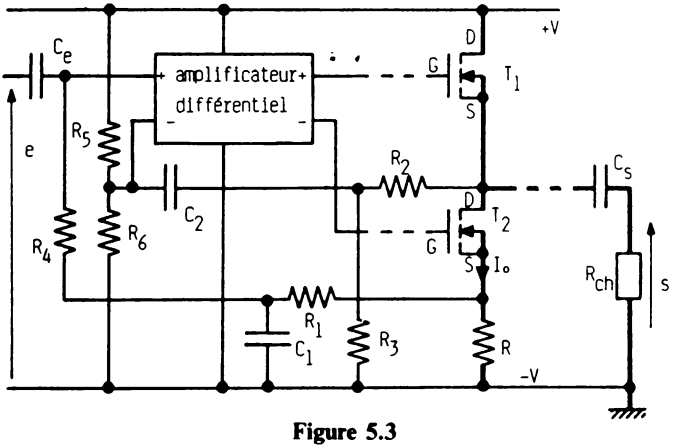



Figure 5.3

La référence statique est sur l'entrée (−) de l'amplificateur différentiel qui est aussi l'entrée (−) de l'ensemble. Le réseau $R_1C_1$ est un réseau intégrateur. Il fournit l'image du courant moyen. L'asservissement dynamique est tel que

$$s \frac{R_3}{R_2 + R_3} = e \qquad (e_- \simeq e_+)$$

## 5.2.2. AVANTAGES DE L'ASSERVISSEMENT EN RÉGIME DYNAMIQUE

Les avantages sont nombreux, c'est pour cela que la plupart des circuits électroniques devant fonctionner en régime linéaire sont asservis (contre-réactionnés). Avant d'en faire l'étude détaillée, nous énumérons ces avantages :

— constance de gain en tension,
— diminution de la distorsion harmonique,
— diminution de la distorsion de phase,
— diminution de l'influence de certaines perturbations,
— augmentation de la résistance d'entrée,
— diminution de la résistance de sortie,
— augmentation de la bande passante,
— diminution de la constante de temps.

**Remarque.** Pour un asservissement électronique, le retour $\underline{B}$ peut être réel ou imaginaire. Dans le premier cas il est constant quelle que soit la fréquence, dans le deuxième, il varie. Les avantages que nous énumérons, sont étudiés pour $|\underline{B}|$ constant. Dans les applications où il varie, il suffit de raisonner identiquement en prenant la valeur de son module à la fréquence de travail considérée.

### 5.2.2.1. Constance de gain en tension

La chaîne directe d'un amplificateur présente un gain en tension A important. Il varie d'une valeur dA en fonction
— de la dispersion des caractéristiques des composants,
— des effets de la température,
— de la fréquence.
Le schéma-bloc de la figure 5.4 est celui d'un amplificateur élémentaire.

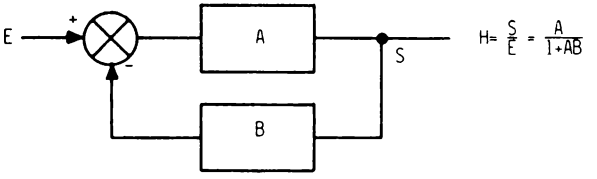



**Figure 5.4**

Nous déterminons la variation relative $\frac{dH}{H}$ du gain en tension du système en fonction de la variation relative $\frac{dA}{A}$.

En dérivant la fonction H par rapport à la variable A

$$\frac{dH}{dA} = \frac{1\,(1+AB) - AB}{(1 + AB)^2} \quad \text{avec} \quad \left[\left(\frac{u}{v}\right) = \frac{u'\,v - u\,v'}{v^2}\right]$$

nous obtenons

$$\frac{dH}{dA} = \frac{1}{(1 + AB)^2} \quad \text{et} \quad dH = dA \cdot \frac{1}{(1 + AB)^2}$$

soit

$$\frac{dH}{H} = \frac{dA}{H} \cdot \frac{1}{(1 + AB)^2} = \frac{dA}{\frac{A}{1 + AB}} \cdot \frac{1}{(1 + AB)^2}$$

$$\frac{\mathbf{dH}}{\mathbf{H}} = \frac{\mathbf{dA}}{\mathbf{A}} \cdot \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{1 + AB}}$$

et comme en électronique, dans le domaine des fréquences d'utilisation, le gain de boucle $AB \gg 1$,

$$\frac{\mathbf{dH}}{\mathbf{H}} \simeq \frac{\mathbf{dA}}{\mathbf{A}} \cdot \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{AB}}$$

**Le gain en tension d'un système est d'autant plus stable que le gain de boucle AB est important.**

### 5.2.2.2. Diminution de la distorsion harmonique

Nous avons vu au chapitre 1 que les non-linéarités des caractéristiques des éléments étaient source de distorsion harmonique et d'intermodulation. Nous étudions l'effet de la contre-réaction sur la distorsion harmonique à

partir des deux schémas de la figure 5.5. Un amplificateur non linéaire A, attaqué par un signal e = 1 sin $\omega_1 t$ fournit à sa sortie

$$s = A \sin \omega_1 t + \mathbf{A_2 \sin \omega_2 t} + A_3 \sin \omega_3 t + \ldots$$

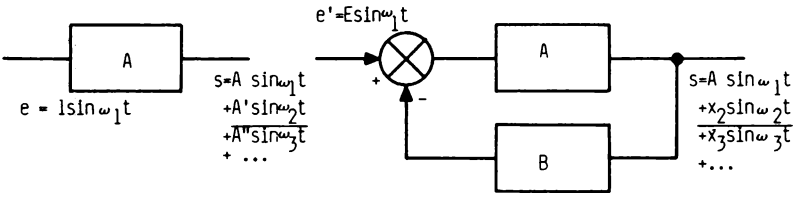



**Figure 5.5**

Lorsque cet amplificateur est contre-réactionné, on ajuste l'entrée de manière à obtenir en sortie la même amplitude A du fondamental. La sortie s s'écrit alors

$$s = A \sin \omega_1 t + \mathbf{x_2 \sin \omega_2 t} + x_3 \sin \omega_3 t + \ldots$$

En ne raisonnant que sur l'harmonique 2, on peut dire que celui-ci est la somme du terme obtenu sans contre-réaction et du nouveau terme réinjecté à l'entrée

$$A_2 \sin \omega_2 t - AB\, x_2 \sin \omega_2 t = x_2 \sin \omega_2 t$$

il vient

$$A_2 = x_2 (1 + AB)$$

et

$$x_2 = \frac{A_2}{1 + AB} \simeq \frac{A_2}{AB} \quad \text{avec} \quad AB \gg 1$$

**Ce résultat montre que, pour une même amplitude du fondamental, l'harmonique 2 est divisé par le gain de boucle AB. Il en est de même pour tous les autres harmoniques et la distorsion totale s'écrit**

$$d_t = \frac{\sqrt{A_{eff_2}{}^2 + A_{eff_3}{}^2 + \ldots}}{A_{eff_1} (1 + AB)}$$

### 5.2.2.3. Diminution de la distorsion de phase

Elle correspond au déphasage entre le signal de sortie et celui de l'entrée. Son effet se manifeste dans deux cas bien précis :

— production d'images floues en vidéofréquence,

— effets physiologiques génants en audiofréquence.

Considérons l'amplificateur de la figure 5.6. où

$$\underline{A} = a_1 + j a_2 \text{ et } \underline{B} = b$$

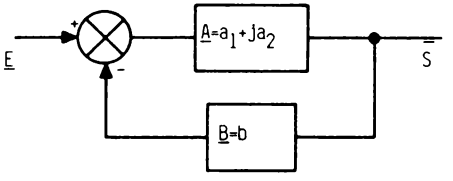



**Figure 5.6**

Pour la chaîne directe, son déphasage $\varphi$ est tel que

$$t_g \varphi = \frac{a_2}{a_1}$$

Pour le système asservi nous avons

$$\underline{H} = \frac{\underline{S}}{\underline{E}} = \frac{\underline{A}}{1 + \underline{A} \cdot \underline{B}} = \frac{a_1 + j a_2}{1 + (a_1 + j a_2) b}$$

soit

$$H = \frac{a_1 + j a_2}{1 + a_1 b + j a_2 b}$$

et en multipliant numérateur et dénominateur par la partie conjuguée

$$H = \frac{(a_1 + j a_2)[(1 + a_1 b) - j a_2 b]}{[(1 + a_1 b) + j a_2 b][(1 + a_1 b) - j a_2 b]}$$

$$H = \frac{a_1 + a_1^2 b + a_2^2 b + j a_2 + j a_1 a_2 b - j a_1 a_2 b}{(1 + a_1 b)^2 + a_2 b}$$

$$\mathbf{H = \frac{a_1 + (a_1^2 + a_2^2) b + j a_2}{(1 + a_1 b)^2 + a_2 b}}$$

Le déphasage $\varphi'$ est défini par

$$\mathbf{t_g \varphi' = \frac{a_2}{a_1 + (a_1^2 + a_2^2) b}}$$

Il est évident que

$$\varphi' \ll \varphi \quad \text{car} \quad t_g \varphi' \ll t_g \varphi$$

Ce résultat est plus probant en représentant les diagrammes de Bode (module et argument) de la chaîne directe $\underline{A}$ et du système $\underline{H}$.

### 5.2.2.4. Diminution de l'influence de certaines perturbations

Les perturbations électriques ou électromagnétiques, internes ou externes au système sont nombreuses. Citons

— les parasites électromagnétiques extérieurs provenant des tubes à amorçage, de l'allumage de voiture...,

— l'ondulation et les variations des alimentations,

— le bruit généré dans les composants,

— les dérives dues aux variations de température,

— etc.

Ces perturbations peuvent être appliquées à n'importe quel endroit du système. Nous allons étudier le comportement de celui-ci lorsqu'elles sont présentes à l'entrée de l'amplificateur de tension $P_1(p)$ et à l'entrée de l'amplificateur de puissance $P_2(p)$ ainsi que l'indique la figure 5.7. Le théorème de superposition nous permet de raisonner séparément.

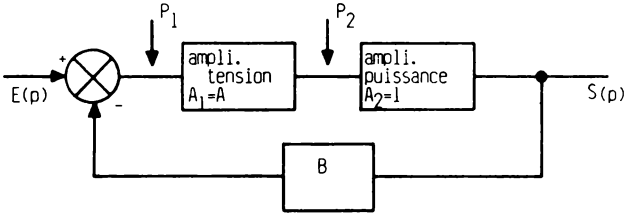



**Figure 5.7**

**Perturbation $P_1$** (figure 5.8). Le déplacement des blocs nous amène à

$$S_1(p) = E(p) \cdot \frac{1}{B} + P_1(p) \cdot \frac{1}{B}$$

après avoir considéré $1 \ll AB$.

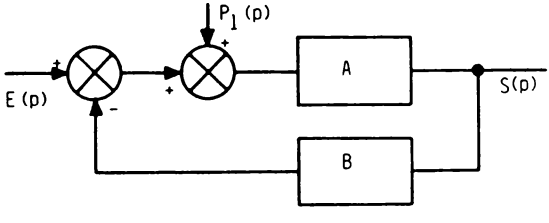



**Figure 5.8**

**Perturbation $P_2$** (figure 5.9). En appliquant de nouveau le théorème de superposition, il vient

$$S_2(p) = E(p) \cdot \frac{1}{B} + P_2(p) \cdot \frac{1}{AB}$$

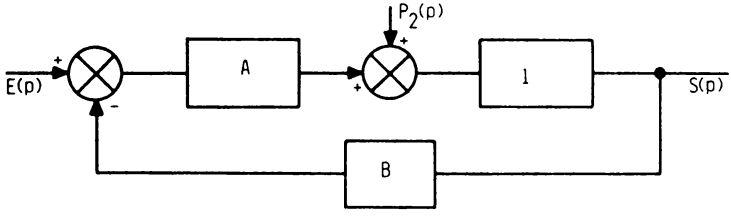



**Figure 5.9**

**Remarques fondamentales**

— Tout signal perturbateur appliqué à l'entrée de l'amplificateur de tension est amplifié au même titre que le signal d'entrée. Il faut protéger avec soin le premier étage (blindage, découplage, masse correcte...).

— Par contre, au niveau de l'étage de sortie, il n'en est plus rien. Le signal parasite est divisé par le gain de boucle. Il n'est pas nécessaire de protéger **cet étage** qui **peut être alimenté par un simple ensemble redresseur plus filtre.** Il est illusoire d'utiliser, pour ce dernier étage, une alimentation régulée.

— Une démonstration serait identique si on avait appliqué une perturbation en tout point du système. Son influence serait d'autant plus néfaste que l'on se rapprocherait de l'entrée.

### 5.2.2.5. Augmentation de la résistance d'entrée

Les amplificateurs sont attaqués suivant deux modes :
— attaque en tension (figure 5.10),
— attaque en courant (figure 5.11).

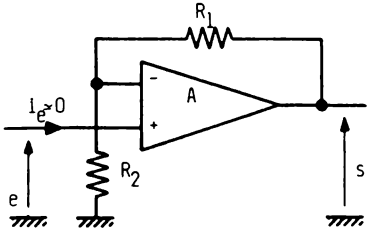



**Figure 5.10**

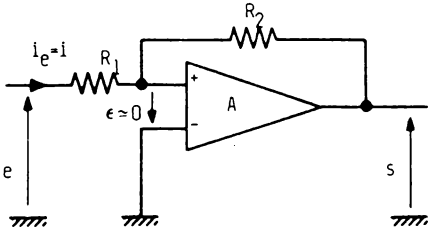



**Figure 5.11**

C'est l'amplificateur opérationnel qui nous sert de référence. On peut généraliser quelle que soit la technologie rencontrée.

Dans le cas des amplificateurs idéaux, la résistance d'entrée est

$$R_e = \infty \text{ pour l'attaque en tension}$$
$$R_e = R_1 \text{ pour l'attaque en courant}$$

Il est évident que, dans le deuxième cas, la résistance d'entrée est toujours $R_e = R_1$ même pour un amplificateur réel. Par contre nous allons définir ce qu'elle vaut dans le cas de l'attaque en tension. Le schéma de la figure 5.10 devient celui de la figure 5.12 où on ne tient compte que de la résistance d'entrée différentielle $r_e$ (elle est très faible devant celle de mode commun).

En négligeant le courant de pont $i_1$ devant le courant d'entrée $i_e$, nous avons

$$e = \varepsilon + \frac{R_2}{R_1 + R_2} s = \varepsilon + B s$$
$$\varepsilon = r_e + i_e$$
$$s = A \varepsilon$$

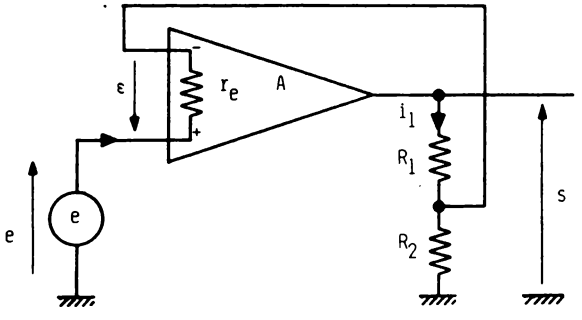



**Figure 5.12**

Ces trois équations nous donnent

$$e = r_e i_e + AB\, r_e i_e = i_e r_e (1 + AB)$$

La résistance d'entrée $R_e$ de l'ensemble est alors

$$R_e = \frac{e}{i_e} = r_e (1 + AB) \simeq r_e . AB = R_e$$

**Dans le cas d'une attaque en tension, la résistance d'entrée est la résistance d'entrée différentielle multipliée par le gain de boucle. Si on tient compte des résistances d'entrée de mode commun $r_{MC}$, $R_e$ devient :**

$$R_e = r_e AB \,//\, r_{MC}$$

### 5.2.2.6. Diminution de la résistance de sortie

Que l'attaque soit en tension ou en courant, la résistance de sortie $R_s$ du système contre-réactionné est très faible devant celle du dernier étage $r_s$. A partir de la figure 5.13 nous écrivons

$$A\,\varepsilon = r_s\,i_s + s$$

$$\varepsilon = e_+ - e_- = e - \frac{R_2}{R_1 + R_2}\,.\,s = e - B\,s$$

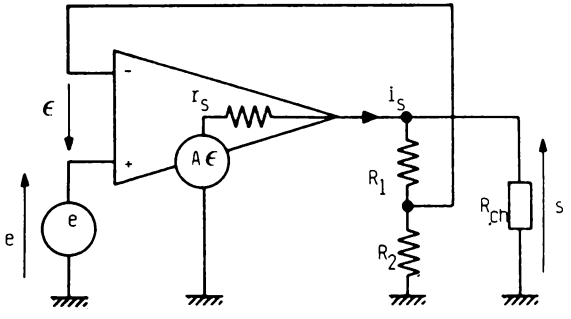



**Figure 5.13**

Ces deux équations nous donnent

$$A\,(e - B\,s) = r_s\,i_s + s$$

$$s\,(1 + AB) = A\,e - r_s\,i_s$$

$$s = \frac{A}{1 + AB}\,.\,e - \frac{r_s}{1 + AB}\,.\,i_s$$

forme de relation de Thévenin déjà vue au chapitre 1 et qui fournit le gain en tension $\dfrac{A}{1 + AB} \simeq \dfrac{1}{B}$ et la résistance d'entrée

$$R_s = \frac{r_s}{1 + AB} \simeq \frac{r_s}{AB}$$

**Remarques fondamentales**

— **La résistance de sortie $R_s$ d'un système asservi électronique correspond à la résistance de sortie du dernier étage $r_s$ divisée par le gain de boucle à la fréquence de travail.**

— Tous les raisonnements avec les résistances sont valables avec les impédances.

— Dans le cas des amplificateurs push-pull série polarisés **en classe B, la résistance de sortie $r_s$ varie en fonction du niveau du signal** à partir des non-linéarités. Elle est importante pour des petits signaux et faible pour des grands. C'est une des raisons de la polarisation en classe G qui est une classe A, petits signaux, et une classe B, grands signaux (avec en plus un bon rendement).

### 5.2.2.7. Augmentation de la bande passante

Nous prenons l'exemple de l'amplificateur de chaîne directe du premier ordre

$$\mathbf{A(p)} = H_0(p) = \frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{A_0}{1 + \tau p}$$

où $f_0 = \dfrac{1}{2\pi\tau}$ représente la fréquence de cassure. La fonction de transfert de l'ensemble s'écrit

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{A(p)}{1 + A(p)\,B(p)} = \frac{\dfrac{A_0}{1 + \tau p}}{1 + \dfrac{A_0}{1 + \tau p} \cdot B(p)}$$

soit, avec B réel et $1 \ll A_0\,B$,

$$\mathbf{H(p)} = \frac{A_0}{A_0\,B + \tau p} = \frac{1}{B} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{\tau}{A_0\,B}\,p}$$

Ces deux fonctions de transfert, chaîne directe et système sont représentées en fréquence sur le diagramme de Bode (module) de la figure 5.14. Nous voyons que **la bande passante du système est augmentée d'un facteur AB.**

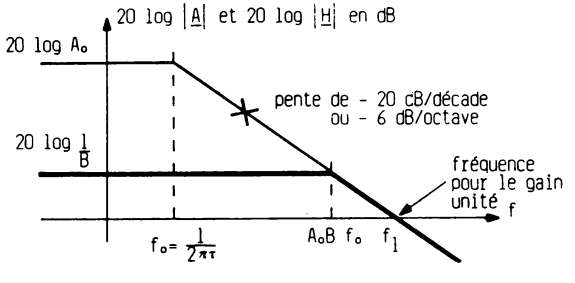



**Figure 5.14**

**Remarques**

— **Le produit gain - bande passante est constant :**

- chaîne directe $A_0\ f_0$.
- système $\frac{1}{B} \cdot A_0\ B\ f_0 = A_0\ f_0$.
- pour un retour unitaire $A_0\ f_0 = f_1$.

— Lorsque la chaîne directe présente une fonction de transfert du second ordre, nous définissons toujours le produit gain-bande passante mais uniquement sur la partie où la pente est $-20$ dB/décade. Au-delà le système est instable.

— Dans le cas où l'attaque de l'amplificateur est en courant, il y a une atténuation d'entrée $\alpha(p)$ qui modifie le concept précédent. Pout tous ces points, il y a lieu de consulter l'ouvrage *Amplificateurs opérationnels.*

### 5.2.2.8. Diminution de la constante de temps

**La constante de temps est directement liée à la fonction de transfert du système.** Pour l'exemple précédent, nous avons

$$\tau' = \frac{\tau}{AB}$$

Le temps de montée du signal de sortie à partir d'un échelon d'entrée est défini en général pour 95 % de la dynamique totale. Dans ce cas il est de $3\ \tau'$.

**Remarque. On ne peut apprécier ce temps de montée qu'en petits signaux sinon le phénomène de slew rate devient prépondérant.**

### 5.2.2.9. Exercices

***Exercice* 1.** Un amplificateur de puissance est constitué d'un amplificateur opérationnel dont la fonction de transfert est

$$\frac{10^5}{1 + \tau p} \quad \text{avec} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\tau} = 10 \text{ Hz}$$

et sa résistance de sortie 100 Ω, d'un amplificateur push-pull dont le gain en courant β des transistors est 100 et d'un retour par diviseur de tension, ainsi que l'indique la figure 5.15.

— Quelles sont les caractéristiques électroniques de cet amplificateur en fonctionnement normal ?

— Déterminer la fréquence de cassure (bande passante) si on considère constant le gain en tension de l'amplificateur de sortie.

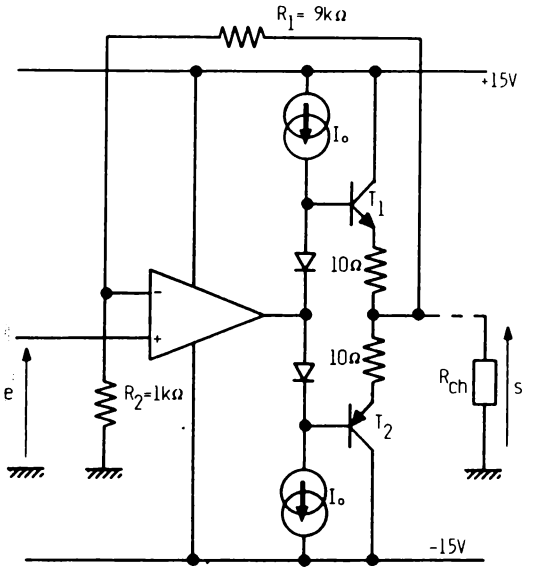



**Figure 5.15**

— Pour un signal parasité de 1 volt crête à crête appliqué au niveau de l'étage push-pull, déterminer l'influence en sortie et le taux de réjection d'alimentation.

— Pour une entrée en forme d'échelon, déterminer le temps de montée à 95 % de la dynamique totale (petits signaux).

— La résistance de sortie n'est pas constante à partir d'une certaine fréquence. Elle devient alors impédance imaginaire. Déterminer son expression.

**Solution**

**Caractéristiques électriques**

Le gain en tension de la chaîne directe est $A_0 = 10^5$ et celui de la boucle $10^5 \dfrac{R_2}{R_1 + R_2} = 10^4$. Comme $1 \ll A_0\,B$ ($1 \ll 10^4$), il vient

— gain statique du système $\mathbf{G_{v_0}} \simeq \dfrac{1}{B} = \mathbf{10}$

résistance d'entrée $\mathbf{R_e} \to \infty$ (attaque en tension)

— résistance de sortie $\mathbf{R_s} = \dfrac{100/\beta + 10}{AB} \simeq \dfrac{10}{10^4} = \mathbf{10^3\ \Omega}$

**Fréquence de cassure $f_c$**

Le produit gain-bande passante de l'ensemble (chaîne directe) est

$$10\ \text{Hz} \times 10^5 = 1\ \text{MHz}$$

La fréquence de cassure du montage devient

$$1\ \text{MHz} = 10\ f_c \qquad \mathbf{f_c = 100\ kHz}$$

**Influence des signaux parasites**

Lorsqu'un signal parasité est appliqué sur le push-pull on le retrouve, en sortie, diminué (P = parasite de 1 V c. à c.).

$$S_{parasite} = \frac{P'}{AB} = \frac{1}{10^4} = 10^{-4} \text{ V c. à c.}$$

Le taux de réjection d'alimentation est alors de 80 dB

$$(20 \log AB = 20 \log \frac{1}{10^{-4}})$$

**Temps de montée**

La constante de temps du système en petits signaux est $\tau' = \tau\, AB$. $\tau$ est définie à partir de

$$f_0 = 10 = \frac{1}{2\pi\tau} \quad \text{soit} \quad \tau = \frac{1}{2\pi 10}$$

Ainsi

$$\tau' = \frac{1}{2\pi . 10 . 10^4} = \frac{10^{-5}}{2\pi} = 1{,}6 \text{ ms}$$

Le temps de montée à 95 % est $t_r = 3\tau'$

$$t_r = 3 . 1{,}6 . 10^{-3} = \mathbf{4{,}8 \text{ ms}}$$

**Impédance de sortie $Z_s$** (cas particulier de $R_s$)

L'impédance de sortie basse fréquence est de $10^{-3}\ \Omega$. Au fur et à mesure que la fréquence augmente, le gain en tension du système diminue. L'expression de $Z_s$ devient alors

$$Z_s(p) = \frac{10}{1 + \dfrac{10^4}{1 + \tau p}} \simeq \frac{10(1 + \tau p)}{10^4 + \tau p} = 10^{-3} . \frac{1 + \tau p}{1 + \dfrac{\tau}{10^4} p}$$

Cette impédance de sortie est représentée sur le diagramme de Bode de la figure 5.16 (pourquoi pas ?). Elle est de 1 m $\Omega$ jusqu'à sensiblement 10 Hz pour atteindre 10 $\Omega$ (impédance de sortie de la chaîne directe) à 100 kHz.

**Ce résultat remarquable indique que l'impédance de sortie évolue rapidement à partir de la première fréquence de cassure de la chaîne directe.**

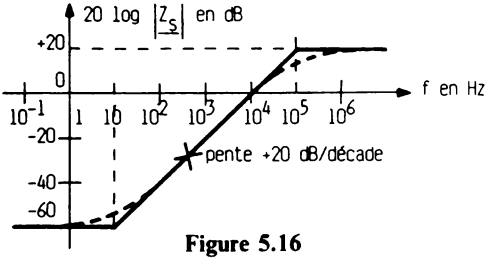



**Figure 5.16**

***Exercice* 2.** Soit le schéma de la figure 5.17. L'amplificateur push-pull est polarisé en classe C ($V_{BE} = 0$).

— Prévoir qualitativement le fonctionnement.

— Pour un gain en tension A de 100 et B = 1, déterminer le schéma-bloc du système, définir l'angle de conduction et apprécier la distorsion du signal de sortie, à partir des éléments du tableau 1.1 du paragraphe 1.3.5. pour un signal d'entrée e = 1 sin ω t (on considère que la sortie présente une amplitude sensiblement identique).

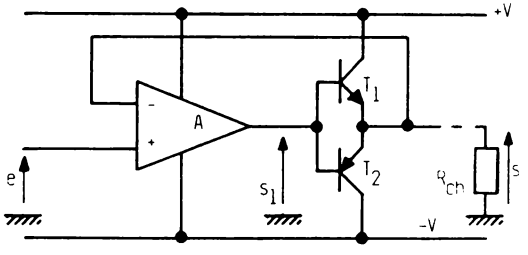



**Figure 5.17**

**Solution**

L'étude qualitative se fait à partir des variations. On peut considérer comme condition initiale $v_e = 0$, $v_{s_1} = 0$ et $v_s = 0$ ($e_+ = e^- = 0$).

Pour une variation de l'entrée très légèrement positive, $v_{s_1}$ évolue rapidement afin de faire conduire le transistor $T_1$. Lorsque celui-ci conduit (pour $V_{BE}$ = 0,6 V), $v_s$ évolue en positif et s'égale à $v_e$ ($e_- \simeq e_+$). Les graphes des variations de $v_e(t)$, $v_{s_1}(t)$ et $v_s(t)$ sont représentés sur la figure 5.18 avec $v_e = 1 \sin \omega t$. L'amplificateur opérationnel se « débrouille » pour assurer la contre-réaction. Il évolue instantanément de |1,2 V| lorsque le signal d'entrée $v_e$ passe à zéro. **La limitation en fréquence est due au slew rate.**

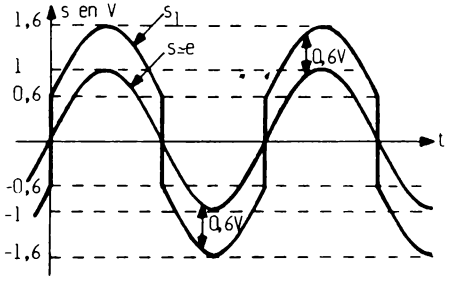



**Figure 5.18**

L'étude quantitative est faite à partir de la figure 5.19 représentant le diagramme fonctionnel du système. La figure 5.20 indique que le seuil équivalent pour la chaîne directe est

$$\pm \frac{0{,}6}{A} = \pm \frac{0{,}6}{100}$$

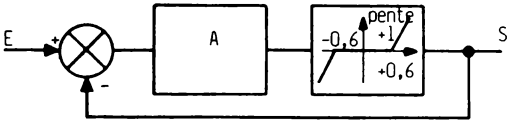



**Figure 5.19**

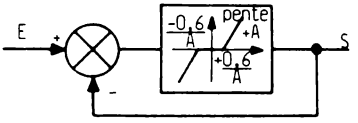



**Figure 5.20**

Le schéma-bloc ou schéma fonctionnel de la figure 5.21 représente le seuil de conduction de ± 0,6 V. Le déplacement des blocs permet d'obtenir la figure 5.22. A partir de cette dernière, on voit que

$$S \simeq E + \delta\left(\pm \frac{0{,}6}{A}\right) \qquad \text{pour } AB \gg 1$$

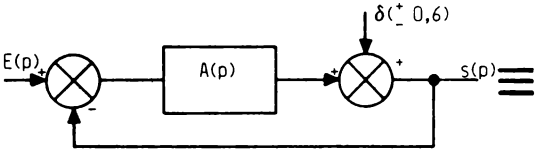



**Figure 5.21**

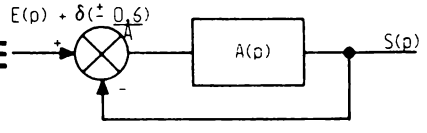



**Figure 5.22**

Pour déterminer la distorsion, il faut connaître l'angle de conduction $\theta_0$ sachant que l'amplitude du signal de sortie est très voisine de 1 V pour un début de conduction à 6 mV. A partir de la figure 1.29 et des tables de trigonométrie, on trouve un angle de conduction sensiblement de 0,34°. Par interpolation, le tableau 1.1 nous donne une distorsion voisine de 0,01 %.

**Remarques**

— D'une manière générale, l'angle de conduction $\theta_0$ est défini par la relation

$$\theta_0 = \text{Arc sin} \frac{0{,}6}{AB \cdot E}$$

où AB représente le gain de boucle à la fréquence de travail et E l'amplitude du signal d'entrée.

— Ce principe présente une distorsion d'autant plus faible que l'amplificateur opérationnel est rapide (slew rate) et que le gain de boucle est important.

— Les avantages fondamentaux de ce montage sont : le très bon rendement, la simplicité de réalisation et la très bonne stabilité thermique du push-pull.

## 5.3. ÉLÉMENTS DES SYSTÈMES ASSERVIS ÉLECTRONIQUES

Nous décrivons dans ce paragraphe les éléments fondamentaux des systèmes électroniques fonctionnant en régime linéaire ou linéarisé (cas du push-pull). Le comportement d'un amplificateur à découpage est différent. Il est toutefois possible de la représenter par schéma-bloc (voir chapitre 3).

### 5.3.1. DESCRIPTION DES ÉLÉMENTS FONDAMENTAUX D'UN SYSTÈME ASSERVI ÉLECTRONIQUE

Nous rencontrons :

— Le **comparateur d'entrée.** C'est un soustracteur qui peut être :

- un circuit intégré analogique,
- un amplificateur différentiel utilisant deux transistors,
- un amplificateur différentiel utilisant un transistor.

Les principes sont étudiés en détail dans la suite de ce paragraphe.

— **L'amplificateur en tension supplémentaire :**

- émetteur commun pur,
- émetteur commun avec faible résistance d'émetteur permettant de limiter la distorsion,
- base commune pour une meilleure rapidité,
- dans certains cas un amplificateur différentiel supplémentaire.

— **L'amplificateur de sortie :**

- push-pull,
- collecteur commun,
- collecteur ouvert (émetteur commun).

— **Les atténuations d'entrée et sortie.** Elles sont constituées de ponts diviseurs de résistances ou d'impédances.

### 5.3.2. COMPARATEUR A CIRCUITS INTÉGRÉS ANALOGIQUES

Le circuit intégré le plus utilisé est l'amplificateur opérationnel. Celui-ci, comme pour les autres cas est suivi d'étages amplificateurs de gain global $A_2$ représentés sur la figure 5.23.

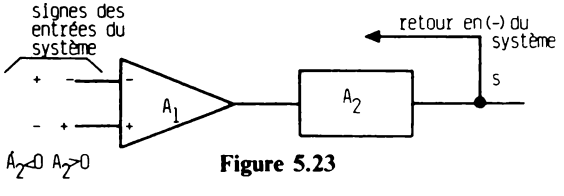



**Figure 5.23**

— **Si $A_2$ est positif,** le signe des entrées du système correspond au signe des entrées de l'amplificateur opérationnel. Le retour s'effectue sur l'entrée (−) de celui-ci.

— **Si $A_2$ est négatif,** le signe des entrées du système est l'inverse du signe des entrées de l'amplificateur opérationnel. Le retour s'effectue sur son entrée (+) [qui est l'entrée (−) du système].

## 5.3.3. AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL UTILISANT DEUX TRANSISTORS

L'amplificateur différentiel de la figure 5.24 est défini par la relation

$$s_1 = \frac{\beta R_C}{2 h_{11}} (+ e_1 - e_2) \qquad \text{amplificateur idéal}$$

qui donne le signe des entrées du système lorsque $A_2$ est positif ou négatif.

La sortie intermédiaire $s_1$ peut s'effectuer sur l'un ou l'autre des deux collecteurs. Le signe des entrées est alors permuté.

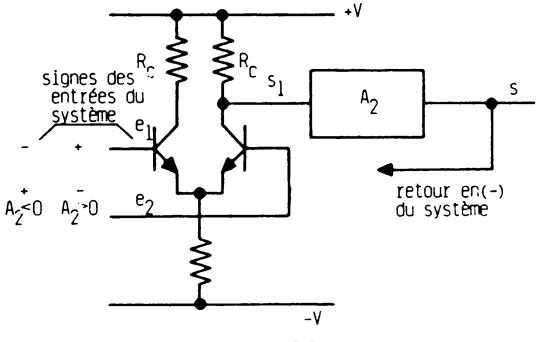



**Figure 5.24**

## 5.3.4. AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL UTILISANT UN TRANSISTOR

### 5.3.4.1. Retour direct sur l'émetteur

La figure 5.25 donne le schéma de principe. Nous supposons que la polarisation de l'ensemble est correcte. Pour déterminer le schéma-bloc de cet ensemble, on passe par le schéma équivalent en régime variable de la

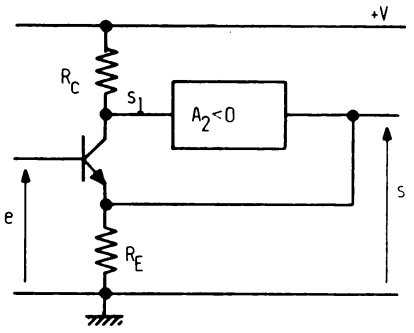



**Figure 5.25**

figure 5.26. Le courant d'entrée de l'amplificateur $A_2$ est négligeable sinon sa résistance d'entrée forme diviseur de tension avec $R_C$ qui est la résistance de sortie du comparateur. Les équations correspondant à celui-ci sont

$$e - s = h_{11}\, i_b$$
$$s = - R_C\, \beta\, i_b$$

que nous traduisons sur le schéma-bloc de la figure 5.27. **On retrouve le gain $-\frac{\beta R_C}{h_{11}}$ de l'émetteur commun avec entrée sur la base et le gain $+\frac{\beta R_C}{h_{11}}$ de la base commune avec entrée sur l'émetteur.**

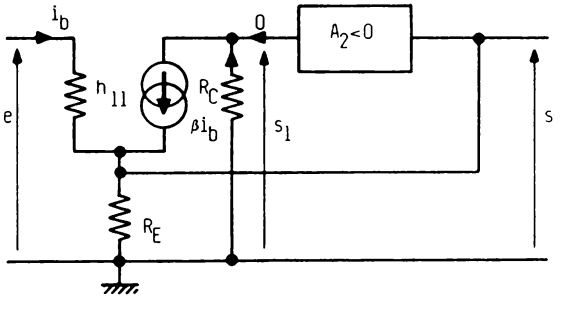



**Figure 5.26**

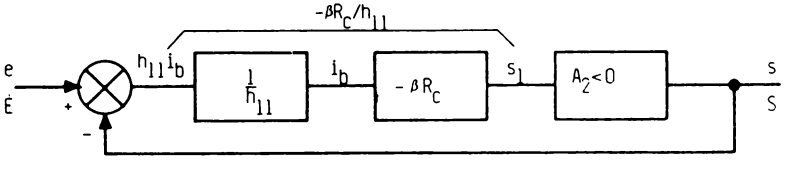



**Figure 5.27**

**Remarques**

— **Ce comparateur fonctionne suivant le principe de superposition des deux états, émetteur commun et base commune.**

— Le retour sur l'entrée (−) et le signe (−) dans la chaîne directe imposent $A_2 < 0$.

— Ce cas de figure est une présentation du comparateur suivant car on travaille rarement en retour unitaire (sauf pour la polarisation).

### 5.3.4.2. Retour par diviseur de tension sur l'émetteur

A partir du schéma de principe de la figure 5.28, on représente le schéma en régime variable de la figure 5.29. Trois équations sont écrites

$$e = h_{11}\, i_b + R_2\,(\beta\, i_b + i)$$

$$s = R_1\, i + R_2\,(\beta\, i_b + i)$$

$$s_1 = -\, R_C\, \beta\, i_b$$

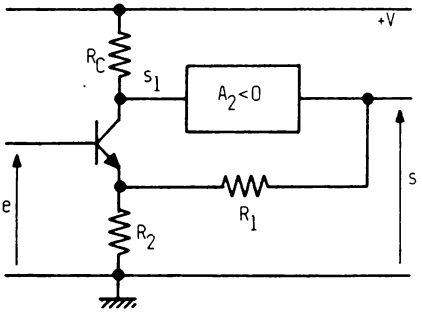



**Figure 5.28**

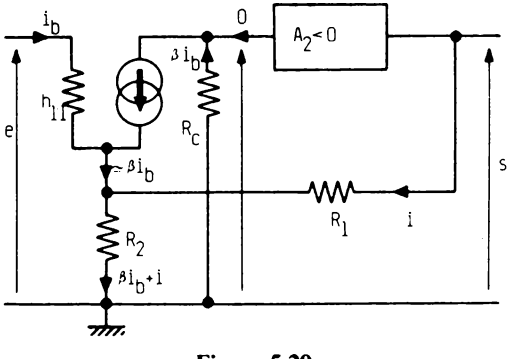



**Figure 5.29**

La résolution de ce système d'équations nous donne

$$s_1 = - \frac{\beta R_C}{h_{11} + \beta \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \cdot \left( + e - \frac{R_2}{R_1 + R_2} s \right)$$

que nous traduisons par le schéma-bloc de la figure 5.30.

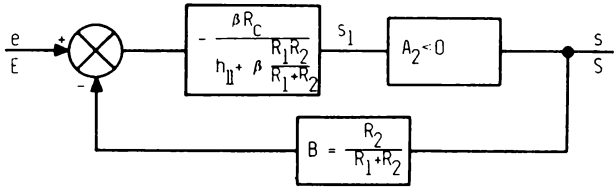



**Figure 5.30**

**Remarques**

— $A_2$ doit être négatif.

— Le retour est représenté par le diviseur $\dfrac{R_2}{R_1 + R_2}$ (le courant d'émetteur est sans influence).

— Le comparateur se comporte, au point de vue du gain en tension, comme un montage à charge répartie.

### 5.3.4.3. Retour sur la base

C'est une configuration que l'on rencontre dans certains cas. Le schéma de principe est celui de la figure 5.31. Entrée et retour convergent vers la base

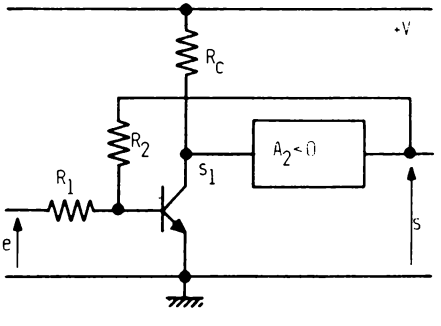



**Figure 5.31**

du transistor au travers des résistances $R_1$ et $R_2$. Le schéma équivalent de la figure 5.32 nous permet d'écrire les équations

$$e' = \frac{R_2 h_{11}}{R_1 R_2 + R_1 h_{11} + R_2 h_{11}} . e + \frac{R_1 h_{11}}{R_1 R_2 + R_1 h_{11} + R_2 h_{11}} . s$$

soit

$$e' = \alpha e + B s$$

et

$$s_1 = - \frac{\beta R_C}{h_{11}} . e \qquad \text{(émetteur commun)}$$

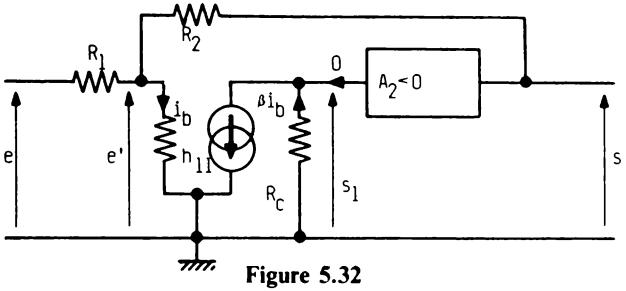



**Figure 5.32**

et de représenter le schéma-bloc (figure 5.33). Pour qu'il y ait contre-réaction, il faut $A_2 > 0$. Le schéma-bloc simplifié est celui de la figure 5.34. Nous sommes en présence d'une configuration inverseuse, le gain en tension est alors

$$\frac{s}{e} \simeq - \frac{\alpha}{B} = - \frac{\dfrac{R_2 h_{11}}{D}}{\dfrac{R_1 h_{11}}{D}} = - \frac{R_2}{R_1}$$

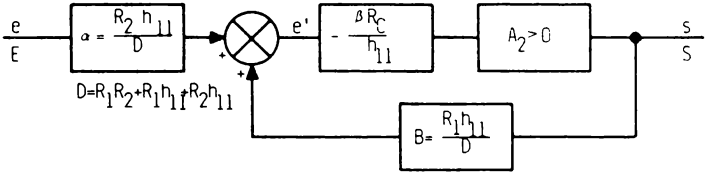



**Figure 5.33**

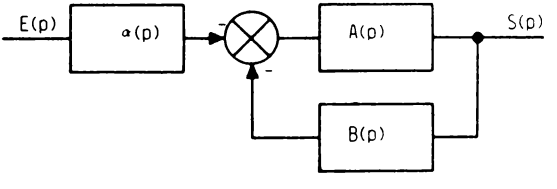



**Figure 5.34**

**Remarque.** Le retour sur la base, et l'entrée sur l'émetteur n'existent que dans le cas de certaines alimentations régulées (voir ouvrage *Alimentations électroniques*).

## 5.3.5. EXERCICES

***Exercice* 1.** Un amplificateur de contrôle est alimenté par une batterie de 12 V (figure 5.35).

— Expliquer son fonctionnement.

— Déterminer la valeur des éléments si on souhaite obtenir les caractéristiques suivantes :

$$G_{v_0} = -10,\ R_e = 10\ k\Omega,\ R_s \simeq 0$$

$$100\ Hz \leqslant f \leqslant 10\ kHz$$

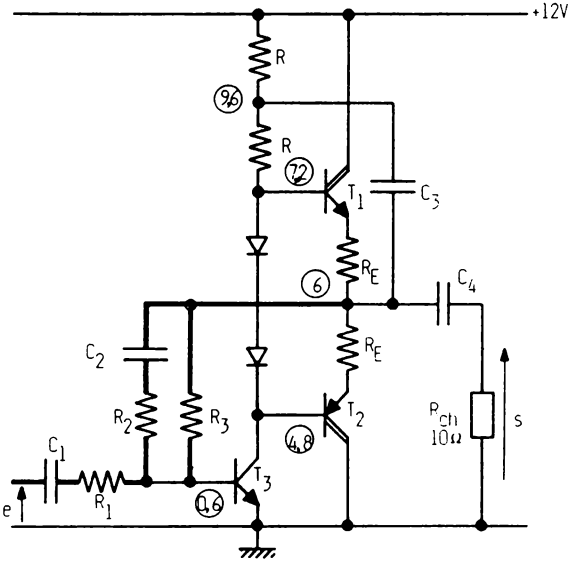



**Figure 5.35**

On prendra un gain en courant de 100 pour $T_3$ et de 1 000 pour $T_1$ et $T_2$. Les diodes de translation devront être parcourues par un courant minimum de 1 mA.

— Déterminer le gain de la chaîne directe et les atténuations d'entrée et de sortie correspondant à la figure 5.34.

**Solution**

C'est un amplificateur élémentaire constitué d'un étage push-pull série à transistors Darlington piloté par un émetteur commun. Ce dernier est aussi comparateur d'entrée. Un bootstrapp obtenu avec $C_3$ et les deux résistances R permet d'augmenter la dynamique de sortie et le gain de boucle. Le retour statique est réalisé au travers de la résistance $R_3$ et le gain dynamique dépend de $R_1$ et $R_2$ en parallèle avec $R_3$. Les liaisons d'entrée et de sortie sont capacitives à cause de l'alimentation unique.

Déterminons la valeur des éléments

$$R_E \simeq \frac{R_{ch}}{10} = \mathbf{1\ \Omega}$$

La dynamique maximale en sortie est

$$s_{max} = (6 - 1{,}2)\frac{\beta R_{ch}}{R_E + \beta R_{ch}} = \frac{4{,}8}{1{,}1} = 4{,}36\ \text{V}$$

On peut en déduire la puissance de sortie en régime sinusoïdal

$$P_{s_{max}} = \frac{\left(\frac{4{,}36}{\sqrt{2}}\right)^2}{10} = \mathbf{0{,}95\ W}$$

Le courant dans la résistance R inférieure est constant. On détermine sa valeur à partir de

$$I_R = i_{B_{max}} + i_{D_{min}}$$

Le courant maximum de base vaut

$$i_{B_{max}} = \frac{i_{C_{max}}}{\beta} = \frac{4{,}36/10}{1\,000} = 0{,}436 \cdot 10^{-3} = 0{,}436\ \text{mA}$$

donc

$$R = \frac{9{,}6 - 7{,}2}{1{,}436 \cdot 10^{-3}} = 1{,}67 \cdot 10^3 = \mathbf{1{,}67\ k\Omega}$$

Le courant $I_R$ de 1,43 mA circule aussi dans le transistor $T_3$.

Son courant de base est alors de 14,3 µA, valeur qui permet de déterminer la résistance $R_3$

$$R_3 = \frac{6 - 0{,}6}{14{,}3 \cdot 10^{-6}} = \mathbf{377\ k\Omega}$$

En fonction des caractéristiques imposées, nous définissons $R_1$ et $R_2$ de la manière suivante

$$R_e = R_1 = \mathbf{10\ k\Omega}$$

et

$$G_{v_0} = -\frac{R_2 /\!/ R_3}{R_1} = -10$$

avec

$$\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = 100\ \text{k}\Omega \quad \text{soit} \quad \mathbf{R_2 = 136\ k\Omega}$$

Les capacités de liaisons sont déterminées à partir de la fréquence minimale de fonctionnement soit 100 Hz. Si on adopte la règle du dixième, alors

$$\frac{1}{C_1\,\omega_{min}} = \frac{R_1}{10} \qquad C_1 = \frac{10}{10^4 \,.\, 2\,\pi \,.\, 100} = \mathbf{1{,}6\ \mu F}$$

$$\frac{1}{C_2\,\omega_{min}} = \frac{R_2}{10} \qquad C_2 = \frac{10}{1{,}36 \,.\, 10^5 \,.\, 2\,\pi \,.\, 100} = \mathbf{0{,}11\ \mu F}$$

$$\frac{1}{C_3\,\omega_{min}} = \frac{R/2}{10} \qquad C_3 = \frac{10}{835 \,.\, 2\,\pi \,.\, 100} = \mathbf{19{,}1\ \mu F}$$

$$\frac{1}{C_4\,\omega_{min}} = \frac{R_{ch}}{10} \qquad C_4 = \frac{10}{10 \,.\, 2\,\pi \,.\, 100} = \mathbf{1\,600\ \mu F}$$

On peut éventuellement moduler ces valeurs car, en prenant l'atténuation de 3 dB à la fréquence de cassure, on gagne un facteur 10. Prenons l'exemple de $C_4$ :

$$\frac{1}{2\,\pi\,R_{ch}\,C_4} = 100 \qquad C_4 = \frac{1}{10 \,.\, 2\,\pi \,.\, 100} = \mathbf{160\ \mu F}$$

Pour déterminer les éléments du schéma-bloc, il faut connaître les caractéristiques du montage émetteur commun. Avec un courant collecteur de 1,43 mA, la résistance dynamique $h_{11}$ vaut

$$h_{11} = \frac{\beta}{40\,I_C} = \frac{100}{40 \,.\, 1{,}43 \,.\, 10^{-3}} = 1{,}75\ \text{k}\Omega$$

Le gain en tension varie à cause de la présence du bootstrapp (voir paragraphe 2.4.3.). En basse fréquence il vaut sensiblement

$$-\frac{\beta_3 \,.\, 2\,R}{h_{11}} = -\frac{10^2 \,.\, 3{,}34 \,.\, 10^3}{1{,}75 \,.\, 10^3} = -190$$

et en haute fréquence

$$-\frac{\beta_3 \,.\, \beta_{1,2}\,R_{ch}}{h_{11}} = -\frac{100 \,.\, 1\,000 \,.\, 10}{1{,}75 \,.\, 10^3} = -570$$

Les atténuations d'entrée et sortie deviennent

$$\alpha = \frac{R'\,h_{11}}{R_1\,R' + R_1\,h_{11} + R'\,h_{11}} = \frac{10^5 \,.\, 1{,}75 \,.\, 10^3}{10^4 \,.\, 10^5 + 10^4 \,.\, 1{,}75 \,.\, 10^3 + 1{,}75 \,.\, 10^3 \,.\, 10^5}$$

$$\alpha \simeq \mathbf{0{,}14}$$

$$\mathbf{B} = \frac{R_1\,h_{11}}{R_1\,R' + R_1\,h_{11} + R'\,h_{11}} = \frac{10^4 \,.\, 1{,}75 \,.\, 10^3}{11{,}925 \,.\, 10^8} \simeq \mathbf{0{,}014}$$

avec

$$R' = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = 10^5\ \Omega$$

Le gain de boucle AB varie entre

$$190 \times 0{,}014 = 2{,}66$$

et

$$570 \times 0{,}014 = 8$$

**Remarques**

— Le faible gain de boucle est lié à la faible valeur de $h_{11}$.

— **Pour améliorer les performances de cet amplificateur, il faudrait utiliser un émetteur commun à transistor Darlington, remplacer le bootstrapp par un générateur de courant et s'imposer un gain d'ensemble inférieur à 10.**

*Exercice* **2.** L'amplificateur de la figure 5.36 est défini à partir de la valeur de ses éléments :

$$R_1 = 230\ k\Omega,\ R_2 = 20\ k\Omega,\ R_3 = 10\ k\Omega,\ R_4 = 100\ \Omega,$$
$$R_5 = 5\ k\Omega,\ R_6 = 900\ \Omega,\ R_7 = R_8 = 50\ \Omega \text{ et } R_{ch} = 1\ k\Omega.$$

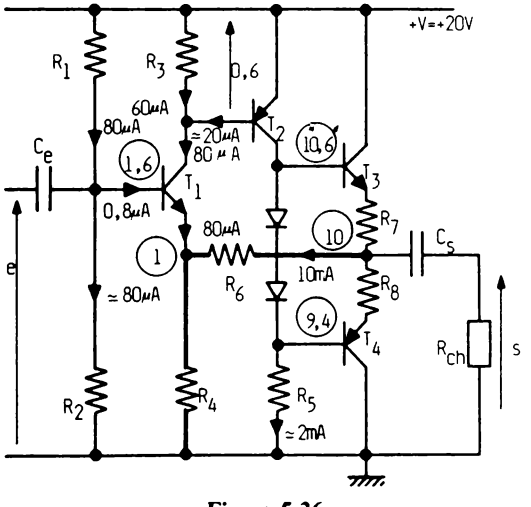



**Figure 5.36**

En prenant un gain en courant β de 100 pour tous les transistors, déterminer le schéma-bloc de l'ensemble et en déduire les différents gains en tension, la résistance d'entrée et la résistance de sortie de cet amplificateur.

**Solution**

Il faut déterminer les caractéristiques de chaque étage.

**Le comparateur d'entrée** correspond à celui étudié au paragraphe 5.3.4.2. Son gain en tension à vide $G_{v_1}$ est

$$G_{v_1} = - \frac{\beta R_3}{h_{11} + \beta \dfrac{R_4 R_6}{R_4 + R_6}} = - \frac{10^2 \cdot 10^4}{31{,}25 \cdot 10^3 + 10^2 \cdot 90} \simeq - 25$$

avec

$$h_{11} = \frac{\beta}{40 I_C} = 31{,}25 \text{ k}\Omega$$

Sa résistance de sortie $R_{s_1}$ vaut

$$R_{s_1} = R_3 = 10 \text{ k}\Omega$$

**Le second étage, émetteur commun,** présente les caractéristiques suivantes :

$$R_{e_2} = h_{11_2} = \frac{10^2}{40 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 1\,250\ \Omega$$

$$G_{v_2} = - \frac{\beta R_5}{h_{11}} = - \frac{10^2 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{1\,250} = - 400$$

$$R_{s_2} = R_5 = 5 \text{ k}\Omega$$

**Le dernier étage push-pull série** est défini par

$$R_{e_3} = \beta R_{ch} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$G_{v_3} \simeq 1$$

$$R_{s_3} = \frac{R_5}{\beta} = 50\ \Omega$$

Le retour constitué par les résistances $R_4$ et $R_6$ est de 1/10.

Tous ces éléments sont rassemblés sur le schéma-bloc de la figure 5.37. Ainsi sont les gains en tension,

$$A = 1\,000 \quad , \quad AB = 100 \quad \text{et} \quad \frac{S}{E} \simeq \frac{1}{B} = 10$$

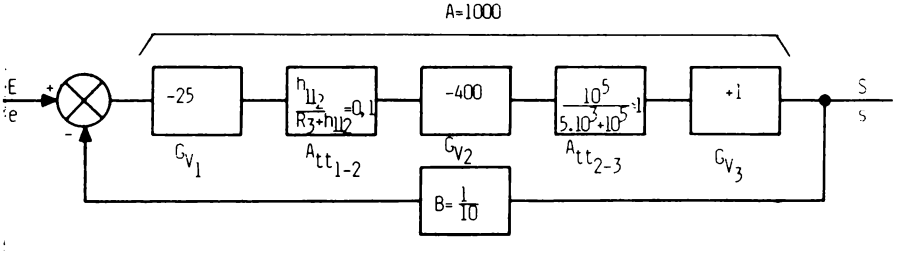



**Figure 5.37**

La résistance d'entrée est définie globalement par la relation

$$R_e = R_1 \,/\!/\, R_2 \,/\!/\, h_{11_1} \cdot AB$$

où $h_{11_1}$ . AB représente la résistance d'entrée différentielle du comparateur multipliée par le gain de boucle.

$$\mathbf{R_e = 230\ k\Omega\ //\ 20\ k\Omega\ //\ 3{,}1\ M\Omega \simeq 20\ k\Omega}$$

La résistance de sortie de l'amplificateur correspond à la résistance de sortie du dernier étage divisé par le gain de boucle

$$\mathbf{R_s = \frac{R_3}{AB} = \frac{50}{100} = 0{,}5\ \Omega}$$

***Exercice* 3.** Déterminer le schéma-bloc ainsi que les fonctions de transfert du schéma de la figure 2.69. L'étude sera faite avec la partie positive de l'amplificateur en supposant que le fonctionnement est linéaire (petits signaux).

**Solution**

Nous raisonnons avec le schéma de la figure 5.38. Les conditions sur les courants, $I_3 \ll I_P \ll I_1$, nous permettent d'apporter quelques simplifications. Le transistor $T_3$ travaille en amplificateur différentiel. Il amplifie la différence entre $e_1$, tension de sortie de l'amplificateur opérationnel et

$$\frac{R}{R + XR} \cdot s = \frac{s}{1 + X}$$

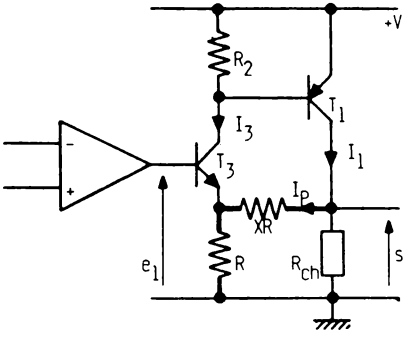



**Figure 5.38**

Son gain en tension peut être exprimé de la manière suivante :

$$G_{v_3} = -\frac{\beta_3 h_{11_1}}{h_{11_3}} \qquad \text{avec} \qquad h_{11_1} \ll R_2$$

où $h_{11_1}$ est la résistance d'entrée du transistor $T_1$, $h_{11_3}$ celle de $T_3$ et $\beta_3$ le gain en courant de ce dernier.

Nous pouvons en effet négliger l'influence de la résistance $R_2$ qui, dans certains cas, est inexistante. Le gain en tension du dernier étage travaillant en émetteur commun est

$$G_{v_1} = -\frac{\beta_1 R_{ch}}{h_{11_1}}$$

Le schéma-bloc de l'ensemble est représenté sur la figure 5.39.

A cause des non-linéarités il faut, en pratique, déterminer les paramètres pour un courant de sortie donné. Si ce montage est instable, on le compense en connectant une capacité de faible valeur entre collecteur et base de $T_1$ et (ou) $T_2$ (effet Miller).

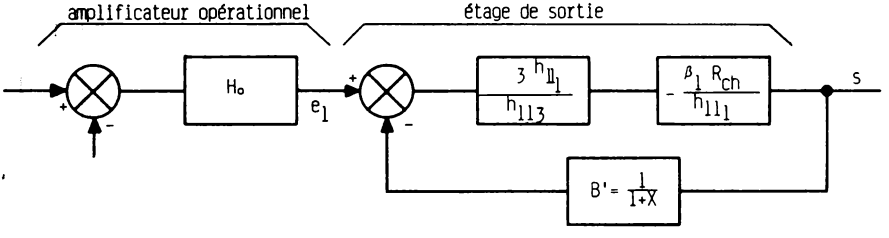



**Figure 5.39**

## 5.4. CAUSES D'INSTABILITÉ ET REMÈDES

Nous rappelons que la stabilité d'un système électronique est étudiée en détail dans l'ouvrage *Amplificateurs opérationnels*. Nous allons, dans ce paragraphe, présenter les principales causes d'instabilité des amplificateurs de puissance et donner les solutions classiques de compensation après les avoir justifiées. Une seule méthode d'étude est utilisée, la représentation en fréquence de la boucle sur les diagrammes de Bode.

### 5.4.1. QUELQUES RAPPELS

#### 5.4.1.1. Stabilité par l'étude de la marge de phase

Soit le système défini par la fonction de transfert de la boucle

$$A(p)\,B(p) = \frac{A_0\,B}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}$$

représentée sur la figure 5.40. Aux constantes de temps $\tau_1$ et $\tau_2$ correspondent les fréquences $f_1 = 100$ Hz et $f_2 = 100$ kHz. Deux gains statiques $A_0$ B sont possibles :

$$(A_0\,B)_1 = 60\text{ dB} \quad \text{soit} \quad 10^3$$
$$(A_0\,B)_2 = 80\text{ dB} \quad \text{soit} \quad 10^4$$

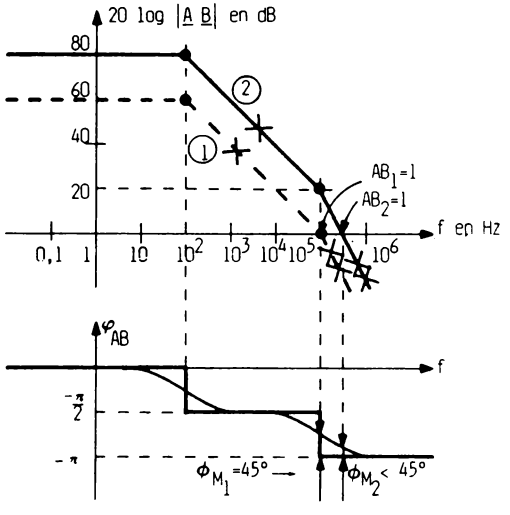



**Figure 5.40**

Nous définissons la stabilité à partir de la marge de phase $\Phi_M$. Pour $|AB| = 1$ ou 0 dB, cette marge de phase doit être égale ou supérieure à 45° ($\varphi_{AB} \geqslant -135°$).

Dans le cas de nos deux réponses, on en déduit

— $\Phi_{M_1} = 45°$, le système est utilisable,

— $\Phi_{M_2} < 45°$, le système présente des oscillations amorties à une fréquence voisine de 200 kHz (fréquence de coupure avec l'axe des abcisses.

### 5.4.1.2. Théorème de Miller

C'est un théorème extrêmement pratique qui s'applique à un amplificateur inverseur présentant une impédance entre sa sortie et son entrée. La figure 5.41 en donne l'équivalence. Cette impédance est ramenée

— à son entrée, avec une valeur $\dfrac{Z}{1 + A}$

— à sa sortie, avec une valeur $Z\,\dfrac{A}{1 + A}$

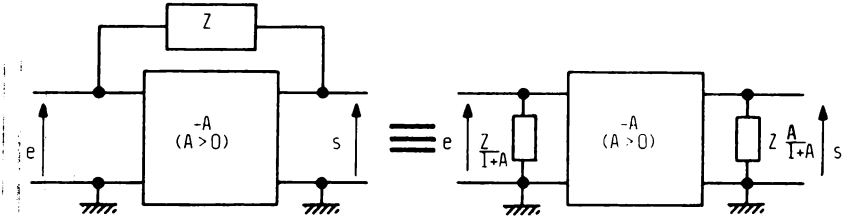



**Figure 5.41**

Transformation vraie, en régime linéaire, quelles que soient les variables choisies.

## 5.4.2. INSTABILITÉS INHÉRENTES AU SYSTÈME

### 5.4.2.1. Influence de l'émetteur commun intermédiaire et compensation

La représentation simplifiée de cet étage est indiquée sur la figure 5.42. En ne tenant compte que de la capacité parasite $C_{bc}$, le théorème de Miller nous permet de transformer ce schéma en celui de la figure 5.43. où $A_2$ représente le gain basse fréquence de l'émetteur commun dont la valeur est toujours très importante. Ceci nous permet de négliger la capacité parasite d'entrée $C_{be}$. La réponse en fréquence de boucle complète associée à la

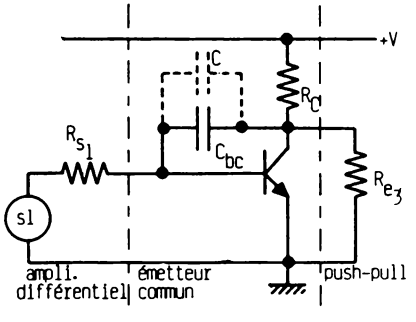



**Figure 5.42**

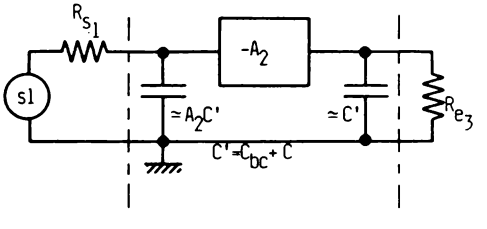



**Figure 5.43**

capacité Miller $A_2\ C_{bc}$ est représentée en trait plein sur la figure 5.44. La fréquence $f_2$ serait la fréquence de cassure de l'étage différentiel. La marge de phase $\Phi_M$ est inférieure à 45°, le système présente une instabilité (oscillations parasites). **La compensation classique consiste à déplacer vers la gauche, la fréquence de cassure $f_1$ en $f_1'$ en connectant une capacité C entre base et collecteur du transistor émetteur commun** de quelques dizaines de picofarads. La fréquence $f_2$ ne bougeant pas, la nouvelle réponse de Bode de la boucle est celle représentée en pointillés. On a ainsi augmenté la marge de phase.

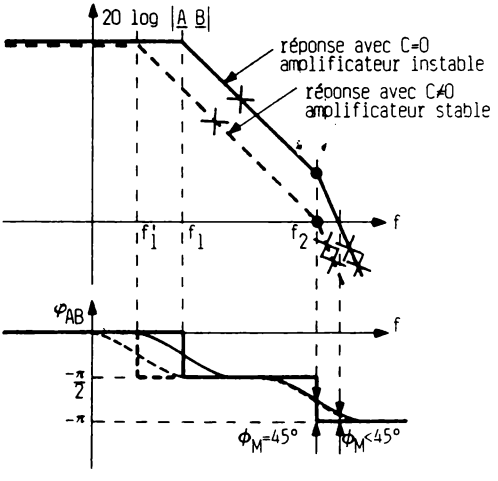



**Figure 5.44**

**Remarques**

— Cette compensation est identique à la compensation 1 pôle de l'amplificateur opérationnel. La valeur de la capacité C est difficile à déterminer théoriquement. Un ajustement sur l'appareil est plus classique.

— Les inconvénients sont : la diminution du gain de boucle dans les faibles fréquences et le ralentissement de la réponse transitoire (par augmentation de la constante de temps) en petits signaux et du slew rate en grands signaux.

### 5.4.2.2. Influence de l'amplificateur différentiel d'entrée et améliorations

Sur le diagramme de Bode de la figure 5.44, la fréquence de cassure $f_2$ est celle de l'amplificateur différentiel d'entrée. Si **on veut limiter l'influence néfaste de la compensation Miller de l'émetteur commun il faut déplacer cette fréquence vers la droite.** Deux solutions sont possibles :

— **utiliser un amplificateur différentiel cascode,**

— **utiliser un réseau à retard de phase.**

**Amplificateur différentiel cascode**

Un amplificateur cascode à transistors bipolaires est un montage à deux transistors, le premier travaillant en émetteur commun à gain en tension unité (effet Miller très réduit), le second travaillant en base commune (rapidité de fonctionnement). Lorsque les transistors sont à effet de champ, l'impédance d'entrée est très grande et le gain plus faible que pour des bipolaires.

Le schéma de la figure 5.45 est celui d'un amplificateur différentiel où les transistors d'entrée sont à effet de champ et ceux de sortie, bipolaires (base commune).

Un tel principe est rencontré dans la plupart des amplificateurs audiofréquences et des circuits intégrés. Il permet de positionner la seconde cassure de la réponse en fréquence en dessous de l'axe des abcisses.

**Utilisation d'un réseau à retard de phase**

Un réseau à retard de phase RC est connecté entre les deux collecteurs des transistors bipolaires d'un amplificateur différentiel (figure 5.46). Indépendamment des éléments parasites des transistors, deux fréquences de cassure

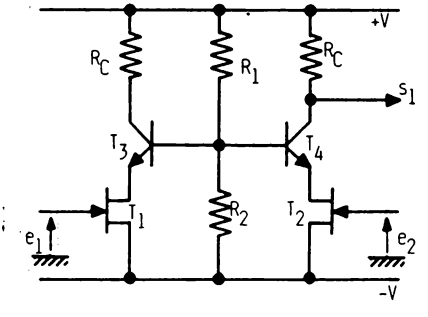



**Figure 5.45**

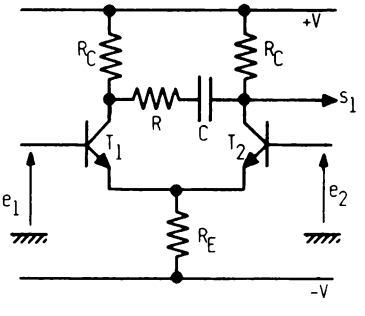



**Figure 5.46**

$f_3$ et $f_4$ apparaissent. La réponse en fréquence de la boucle s'en trouve modifiée ainsi que l'indique la figure 5.47 sur le graphe en pointillé. Lorsque ces fréquences sont correctement définies, la marge de phase est de 45°, ce qui rend utilisable le montage.

**5.4.2.3. Influence du push-pull à double collecteur commun**

Le montage collecteur commun, de par son principe, et à cause des éléments parasites, peut être auto-oscillatoire. C'est ce que nous allons montrer, en partant du schéma de base de la figure 5.48. Le schéma-bloc

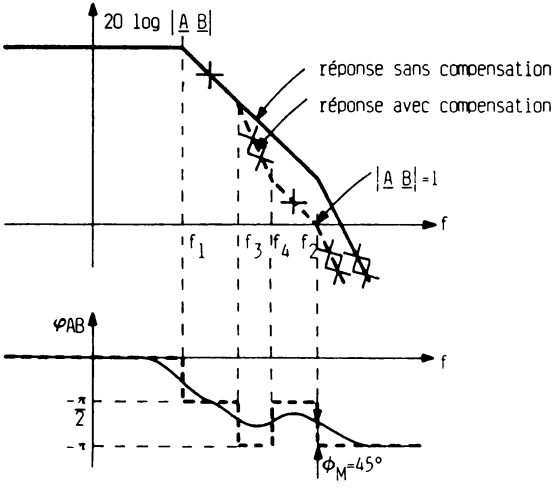



Figure 5.47

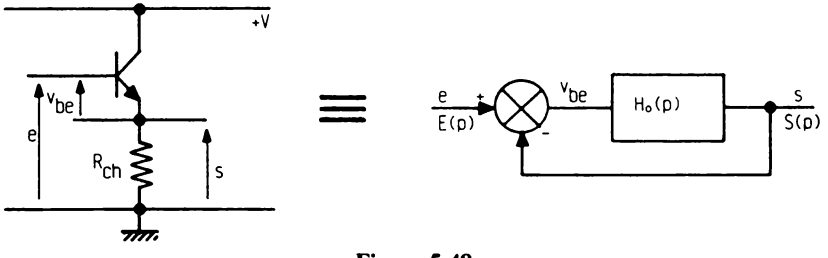



Figure 5.48

équivalent au montage collecteur commun est à retour unitaire. La fonction de transfert de la chaîne directe s'écrit :

$$H_0(p) = \frac{S(p)}{V_{BE}(p)} \quad \text{avec} \quad V_{BE}(p) = E(p) - S(p)$$

La figure 5.49 représente le schéma équivalent du transistor en haute fréquence, appelé aussi schéma de Giacoletto (quelque peu modifié). Les éléments en sont :

r, résistance intrinséque entre B et B'
$C_1$, capacité parasite d'entrée $C_{be}$
$C_2$, capacité parasite entre base et collecteur $C_{bc}$
$h_{11}$, résistance dynamique de la jonction
g. pente du transistor, $= \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{B'E}} = \frac{\beta}{h_{11}}$

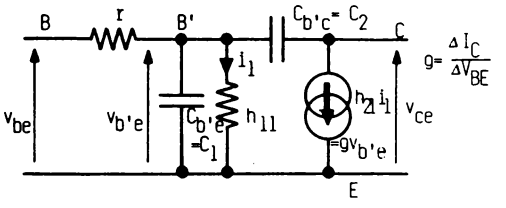



**Figure 5.49**

Le schéma équivalent du montage collecteur commun est représenté sur les figures 5.50 puis 5.51. Sur cette dernière on voit apparaître, entre l'entrée $v_{b'e}$ et la sortie s', un gain en tension

$$\frac{s'}{v_{b'e}} = - g R_{ch} = - A \qquad (A \gg 1)$$

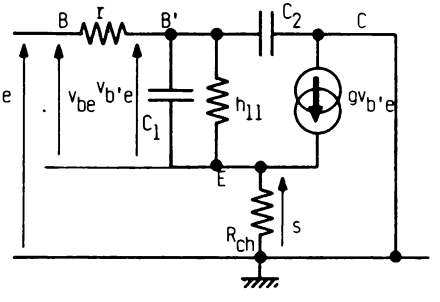



**Figure 5.50**

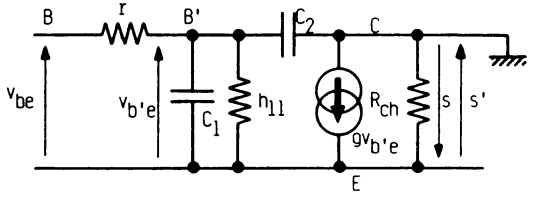



**Figure 5.51**

Nous pouvons alors appliquer la transformation de Miller qui se traduit par le schéma de la figure 5.52. En négligeant la valeur de $C_1$ devant $AC_2$, nous écrivons

$$V_{B'E}(p) = V_{BE}(p) \cdot \frac{h_{11}}{r \cdot h_{11}} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{h_{11}\, r}{h_{11} + r} \cdot AC_2\, p}$$

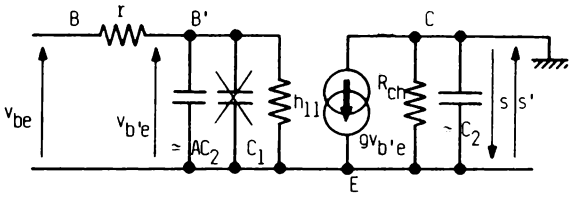



**Figure 5.52**

et

$$S(p) = g \cdot V_{B'E}(p) \cdot \frac{R_{ch}}{1 + R_{ch} C_2 p}$$

en considérant $r \ll h_{11}$, il vient

$$\frac{S(p)}{E(p)} = H_0(p) = \frac{g R_{ch}}{(1 + R_{ch} C_2 p)(1 + h_{11} AC_2 p)}$$

Cette fonction de transfert est aussi celle de la boucle à cause du retour unitaire. Elle est représentée sur le diagramme de Bode de la figure 5.53 avec les deux fréquences de cassure

$$f_1 = \frac{1}{2\pi h_{11} AC_2} \quad \text{et} \quad f_2 = \frac{1}{2\pi R_{ch} C_2}$$

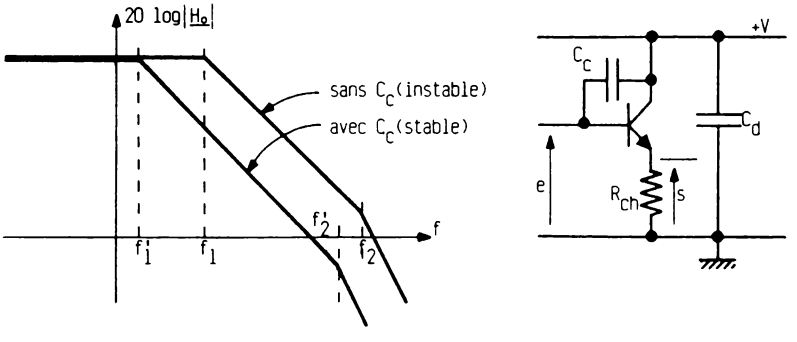



**Figure 5.53**

La deuxième cassure étant au-dessus de l'axe des abscisses, le montage est oscillatoire.

Pour empêcher celui-ci d'osciller, une solution consiste à augmenter la capacité parasite $C_c$ entre collecteur et base du transistor. Dans ces conditions, les deux fréquences de cassure $f_1$ et $f_2$ deviennent $f'_1$ et $f'_2$ ($f'_1$ se déplaçant plus vers la gauche que $f'_2$ à cause du coefficient multiplicateur A).

**Remarques fondamentales**

— Ce type de compensation du montage collecteur commun, par capacité $C_c$ est couramment utilisé. Il est toutefois déconseillé pour deux raisons importantes :

. **il y a diminution de la bande passante** (dans les amplificateurs rapides, on utilise le push-pull à Darlington composites),

. **le ralentissement du fonctionnement** des transistors, fait que, à très forte puissance et fréquence importante, il peut y avoir superposition de conduction des composants et destruction de ceux-ci.

— Dans le cas d'une source d'attaque de Thévenin, la résistance $R_{Th}$ se trouve en série avec r, alors l'étude de la stabilité reste identique. La première fréquence de cassure se trouve déplacée vers la gauche pouvant rendre stable le système.

— **Dans tous les cas de figure, il faut découpler correctement les alimentations par deux capacités, l'une chimique, l'autre plastique ou céramique.**

### 5.4.2.4. Influence du push-pull à double Darlington composite

L'étude de ce montage, présenté sur la figure 5.54, est compliquée ; nous nous imposons quelques simplifications. Le schéma en régime variable est celui de la figure 5.55. En considérant l'influence de la capacité parasite $C_2$

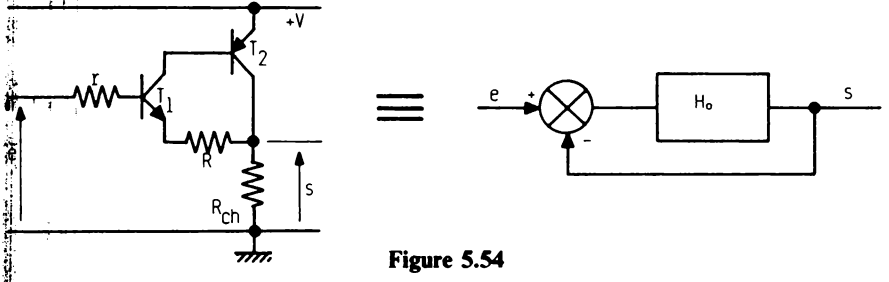



**Figure 5.54**

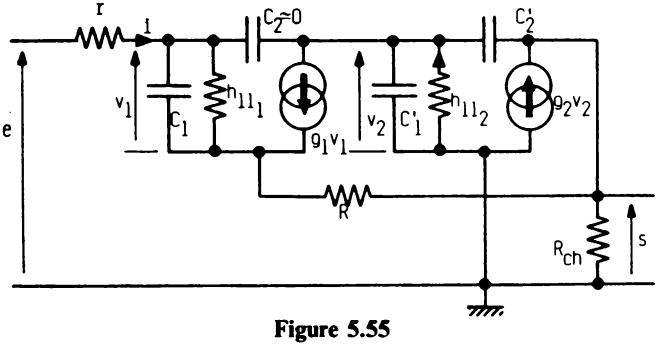



**Figure 5.55**

négligeable et après utilisation de la transformation de Miller pour le transistor $T_2$, nous obtenons le schéma équivalent de la figure 5.56 où $A \simeq g_2 R_{ch}$. L'écriture des équations nous permet d'obtenir la fonction de transfert de la chaîne directe $H_0(p)$ donc de la boucle :

$$S(p) = g_2 \cdot \frac{R_{ch}}{1 + R_{ch} C'_2 p} \cdot V_2(p)$$

$$V_2(p) = g_1 \cdot \frac{h_{11_2}}{1 + h_{11_2} A C'_2 P} \cdot V_1(p)$$

$$V_1(p) = E(p) - r I(p) - [g_1 V_1(p) + I(p)] R - S(p)$$

et

$$V_2(p) = g_1 \cdot \frac{h_{11_2}}{1 + h_{11_2} A C'_2 p} \cdot V_1(p)$$

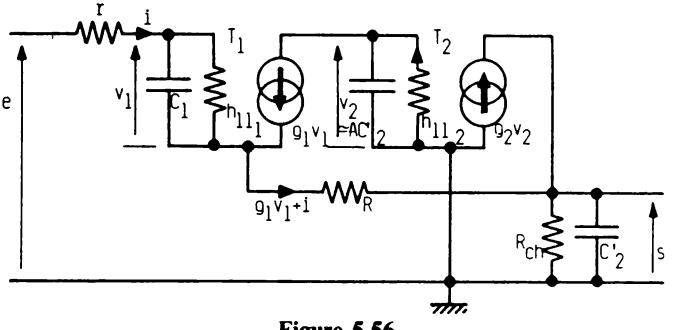



**Figure 5.56**

La résolution de ces quatre équations aboutit à

$$H_0(p) = \frac{S(p)}{E(p) - S(p)} = \frac{g_2 R_{ch} g_1 h_{11_2}}{1 + g_1 R + \dfrac{r + R}{h_{11_1}}} \cdot \frac{1}{(1 + R_{ch} C'_2 p)(1 + h_{11_2} A C'_2 p)\left(1 + \dfrac{r + R}{1 + g_1 R + \dfrac{e + R}{h_{11_1}}} C_1 p\right)}$$

Le diagramme de Bode de la boucle $H_0(p)$ figuré en trait plein sur la figure 5.57 présente trois fréquences de cassure $f_1$, $f_2$ et $f_3$. Le transistor $T_2$ travaille en émetteur commun. Son gain en tension A est important ce qui positionne la première fréquence de cassure $f_1$ vers les basses fréquences

$$f_1 = \frac{1}{2 \pi h_{11_2} A C'_2}$$

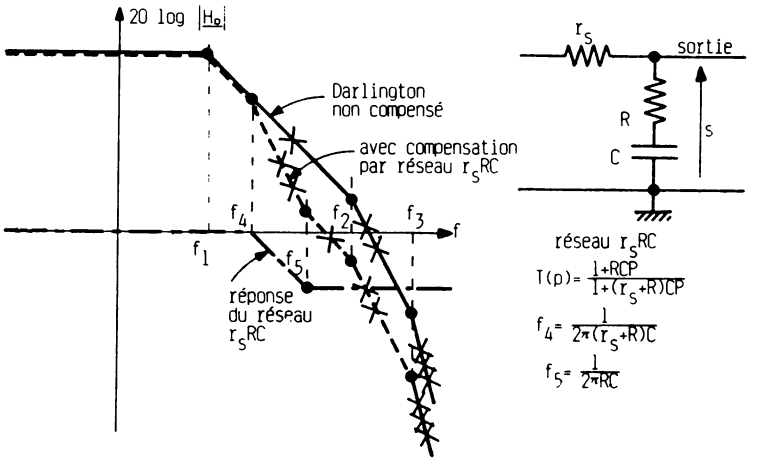



**Figure 5.57**

On peut admettre que

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \dfrac{r + R}{1 + g_1 R + \dfrac{r + R}{h_{11}}} . C_1} \quad \text{et} \quad f_3 = \frac{1}{2\pi R_{ch} C'_2}$$

Stabiliser ce montage sans renforcer les capacités parasites (pour ne pas diminuer la rapidité) revient à :

— augmenter la résistance R mais la dynamique de sortie s'en trouve affaiblie,

— **connecter un réseau RC aux bornes de la charge. Celui-ci contribue à réaliser un correcteur à retard de phase avec la résistance équivalente de sortie $r_s$ du Darlington.** La réponse en fréquence de celui-ci est représentée en traits mixtes avec $f_3$ et $f_4$ comme fréquences de cassure, et la réponse du système corrigé en traits pointillés. La coupure avec l'axe des abcisses s'effectuant pour une pente de $-20$ dB par décade, il y a tout lieu de croire que la marge de phase est suffisante donc le système rendu stable.

**Remarques**

**— Cette deuxième solution est classique et applicable dans beaucoup de cas ainsi que l'indiquent les schémas d'applications. C'est en fait la meilleure solution permettant de stabiliser un montage Darlington quel qu'il soit.**

**— L'instabilité d'un collecteur commun est aussi beaucoup liée à la qualité du cablage et du découplage. Nous sommes dans le domaine de la puissance. La réalisation des amplificateurs est aussi difficile que l'étude théorique.**

## 5.4.3. INSTABILITÉ LIÉE A LA CHARGE

Tous les systèmes électroniques contre-réactionnés peuvent osciller en présence d'une charge capacitive. Le remède à apporter est de :

— soit diminuer la capacité dans la mesure du possible,

— soit connecter une inductance en série avec la charge.

Dans les amplificateurs de puissance, c'est la seconde solution qui est utilisée.

### 5.4.3.1. Charge capacitive

On définit, par charge capacitive, une charge constituée d'une capacité réelle ou d'une capacité parasite. Le réseau de sortie équivalent est un réseau rc série. La figure 5.58 représente le schéma d'ensemble, en tenant compte de la **résistance $r_s$ de sortie du dernier étage (et non $R_s$, résistance de sortie du montage contre-réactionné).**

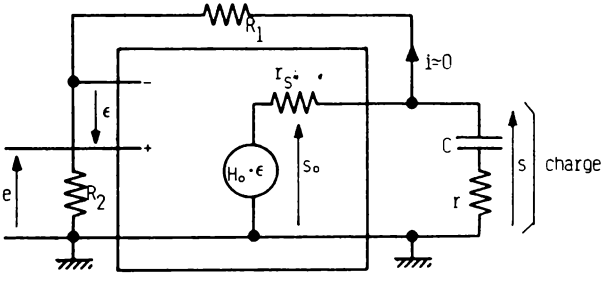



**Figure 5.58**

La fonction de transfert de la chaîne directe à vide est supposée du premier ordre, ce qui implique, que le système est stable, sans charge capacitive. Lorsque cette dernière est connectée, elle apporte une fonction de transfert supplémentaire dans la chaîne directe

$$\frac{S(p)}{S_o(p)} = \frac{1 + r\,C\,p}{1 + (r + r_s)\,C\,p}$$

ainsi que l'indique la figure 5.59. Le diagramme de Bode de la boucle représenté sur la figure 5.60 laisse apparaître trois fréquences de cassure :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\tau_1} \quad , \quad f_2 = \frac{1}{(2\pi/r + r_s)\,C} \quad \text{et} \quad f_3 = \frac{1}{2\pi\,r\,C}$$

L'exemple choisi présente une instabilité car la marge de phase $\Phi_M$ est inférieure à 45°.

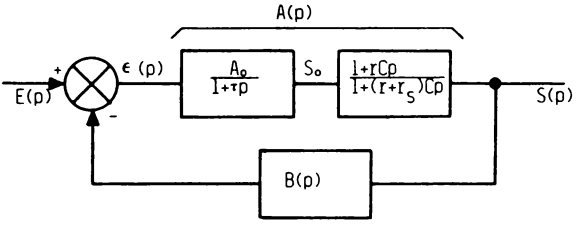



**Figure 5.59**

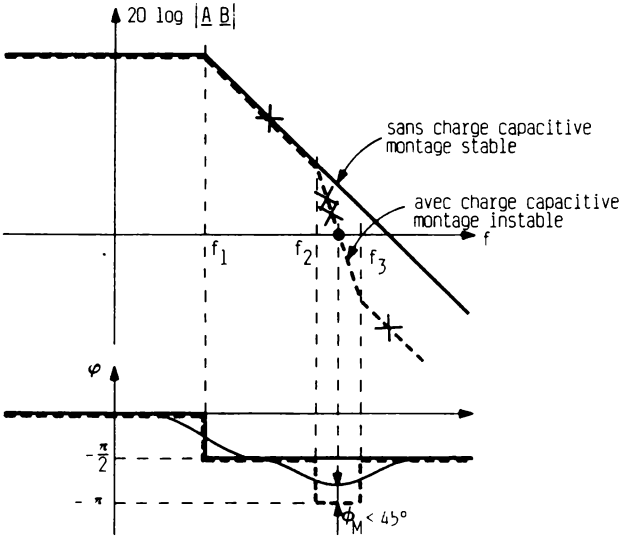



**Figure 5.60**

### 5.4.3.2. Compensation

Si la valeur capacitive peut-être modifiée, on aboutira à obtenir un système stable. Sinon, on utilise une inductance l en série avec la charge précédente (figure 5.61). La fonction de transfert « parasite » devient alors

$$\frac{S(p)}{S_o(p)} = \frac{r + \frac{1}{C_p} + l\,p}{r_s + r + \frac{1}{C\,p} + l\,p} = \frac{1 + r\,C\,p + l\,C\,p^2}{1 + (r + r_s)\,C\,p + l\,C\,p^2}$$

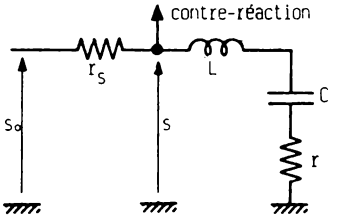



**Figure 5.61**

Elle présente des diagrammes asymptotiques qui s'annulent car les pentes sont + 40 dB par décade et − 40 dB par décade pour une même fréquence de cassure $\frac{1}{2\pi\sqrt{lC}}$.

Le système est stable à condition de tenir compte du coefficient d'amortissement z de ces deux fonctions du second ordre.

**Remarque.** Il n'est pas rare de trouver dans certains circuits des « perles ferrites » en série avec les bases ou les grilles des transistors. Elles ont pour rôle de diminuer les oscillations parasites.

## 5.4.4. INSTABILITÉ LIÉE AU DÉCOUPLAGE D'ALIMENTATION

Les contre-réactions parasites sont dues, pour la plupart, au rebouclage par les alimentations (instabilité haute fréquence) ou aux découplages volontaires (instabilité basse fréquence). Le schéma de la figure 5.62 représente un exemple de montage utilisant un réseau de découplage RC. Le courant de sortie $i_S$ appelé par la charge est fourni par l'alimentation. Ceci entraîne

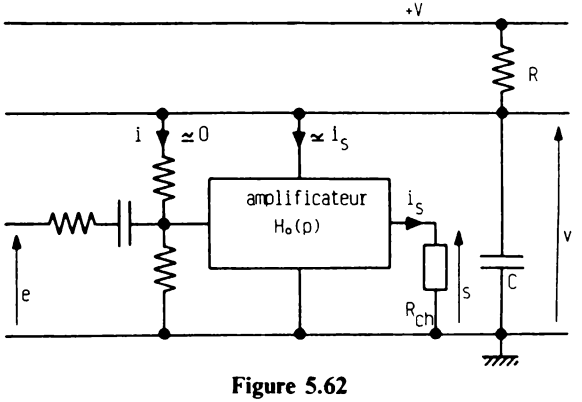



**Figure 5.62**

une variation de tension v aux bornes de capacité C qui se répercute à l'entrée de l'amplificateur au travers de sa polarisation si celle-ci n'est pas découplée.

Le schéma-bloc de l'ensemble est indiqué sur la figure 5.63. Il y a manifestement un retour présentant un pôle supplémentaire à basse fréquence, $\frac{1}{2\pi RC}$, qui peut faire osciller le montage.

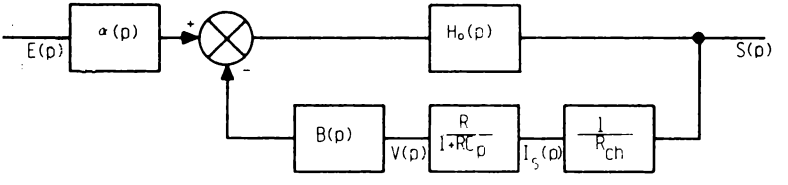



**Figure 5.63**

**Remarque.** Nous pourrions montrer un résultat identique, c'est-à-dire une réaction de la sortie vers l'entrée d'un amplificateur par un mauvais choix des masses. Rappelons que **pour minimiser les « accrochages » on a toujours intérêt à ramener le zéro électrique de chaque étage à un même point de masse, situé le plus près possible de l'alimentation.**

## 5.4.5. EXERCICES

***Exercice* 1.** Un amplificateur est défini par ses fonctions de transfert

$$A(p) = \frac{10^4}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)} \quad \text{et} \quad B(p) = \frac{1}{10}$$

où

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\tau_1} = 1\,000 \text{ Hz} \quad \text{et} \quad f_2 = \frac{1}{2\pi\tau_2} = 10^5 \text{ Hz}$$

— Vérifier qu'il est instable par la méthode de Bode.

— L'émetteur commun intermédiaire présente une capacité parasite $C_{bc}$ de 4 pF, quelle capacité faut-il connecter entre base et émetteur du transistor de cet étage afin de rendre utilisable le système ?

**Solution**

La fonction de transfert de la boucle est

$$A(p)\,B(p) = \frac{10^3}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}$$

Nous la représentons en module et en phase sur les diagrammes de Bode de la figure 5.64. Pour un module $|AB| = 1$, la marge de phase $\Phi_M$ est inférieure à 45°. Le montage est instable.

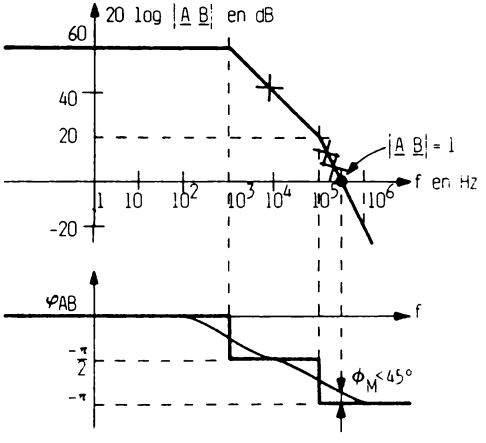



**Figure 5.64**

Pour le rendre utilisable, il faut que la deuxième cassure soit située sur l'axe des abscisses. Dans ces conditions la marge de phase vaut 45°.

Le montage émetteur commun est celui qui présente le plus fort gain en tension. Il est responsable de la première fréquence de cassure à cause de l'effet Miller. Pour notre application, il faut que $f_1$ passe de 1 000 Hz à 100 Hz, soit un coefficient 10. Il y aura nécessairement un même coefficient sur la valeur de la capacité totale parasite

$$C_{bc_1} = 4 \text{ pF} \qquad C'_{bc_1} = 40 \text{ pF}$$

Il faudra donc connecter entre phase et émetteur du transistor un condensateur **C de 36 pF** $(C + C_{bc_1} = 40 \text{ pF})$.

***Exercice* 2.** Un amplificateur dont la fonction de transfert de la boucle, à vide, est

$$A(p)\,B(p) = \frac{10^4}{1 + \tau p} \qquad \text{avec} \qquad f = \frac{1}{2\pi\tau} = 100 \text{ Hz}$$

se trouve chargé par une capacité pure. Déterminer la valeur maximale de cette capacité afin de travailler dans de bonnes conditions. La résistance interne du dernier étage est 10 Ω.

**Solution**

Pour que le système soit stable, il faut que la deuxième cassure du diagramme de Bode (module) soit située sur l'axe des abscisses. La figure 5.65

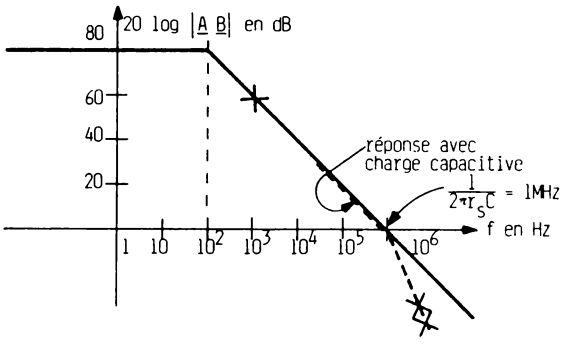



**Figure 5.65**

représente ce diagramme en trait plein pour la fonction $\frac{10^4}{1 + \tau p}$. La fréquence pour le gain unité est 1 MHz (4 décades à partir de 100 Hz). C'est cette valeur qu'il faut prendre pour déterminer la capacité maximale de charge soit

$$\frac{1}{2 \pi r_s C} \geqslant 1 \text{ MHz}$$

donc

$$C \leqslant \frac{1}{2 \pi . 10 . 10^{-6}} = 16 \text{ nF}$$

valeur relativement faible.

***Exercice* 2.** En réalité, dans l'exemple précédent, la capacité est de 10 µF en série avec une résistance de 1 Ω. Déterminer la valeur de l'inductance à connecter en série avec la charge si on s'impose un coefficient d'amortissement $z = 1$.

**Solution**

La fonction de tranfert du réseau de sortie est

$$\frac{1 + r C p + l C p^2}{1 + (r_s + r) C p + l C p^2} \quad \text{avec} \quad \begin{matrix} r = 1 \Omega \\ r_s = 10 \Omega \end{matrix}$$

On peut, en première approximation négliger r devant $r_s$. Le coefficient d'amortissement z le plus faible est alors au numérateur. Nous identifions sa fonction de transfert à celle d'un deuxième ordre typique

$$1 + r C p + l C p^2 \equiv 1 + 2 z \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}$$

avec

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{l C}} \quad \text{et} \quad z = \frac{\omega_0}{2} r C = \frac{r}{2} \sqrt{\frac{C}{l}}$$

Les conditions de départ étant z = 1, nous avons

$$1 = \frac{r}{2}\sqrt{\frac{C}{l}} \quad \text{soit} \quad \frac{2}{r} = \sqrt{\frac{C}{l}} \quad \text{et} \quad \frac{4}{r^2} = \frac{C}{l}$$

On en déduit la valeur de l'inductance l

$$l = \frac{C}{4r^2} = \frac{10^{-5}}{4 \cdot 1} = \mathbf{0{,}25\ \mu H}$$

# CHAPITRE 6

# Domaines d'applications des amplificateurs de puissance

Rappelons les domaines classiques :
— l'audiofréquence,
— l'alimentation des moteurs,
— l'instrumentation,
— l'amplification ultrasonore,
— l'amplification haute fréquence, etc.

Ce chapitre indique les contraintes d'utilisation des amplificateurs de puissance pour chaque domaine ainsi que les schémas types à éléments discrets et à circuits intégrés.

## 6.1. AMPLIFICATION AUDIOFRÉQUENCE

### 6.1.1. CONTRAINTES DE L'AUDIOFRÉQUENCE

#### 6.1.1.1. Caractéristiques et normalisation des amplificateurs de puissance

L'audiofréquence ou plutôt la haute fidélité impose des caractéristiques relativement sévères :

— un gain de boucle élevé mais pas trop afin de limiter la distorsion d'intermodulation transitoire (DIT),

— un taux de contre-réaction réduit (toujours pour la même raison),

— un fonctionnement en classe AB (voire A) afin d'obtenir une bonne linéarité (c'est ici qu'apparaissent les classes G et H),

— une très grande bande passante aussi bien vers les hautes fréquences que vers les basses fréquences,
— une très grande vitesse de balayage (slew rate),
— une très faible impédance de sortie,
— une très grande stabilité sur charge capacitive,
— une très forte réjection d'alimentation,
— une protection contre les surcharges tant pour l'amplificateur que pour la charge.

Il existe en pratique une multitude de schémas utilisant différentes technologies. On rencontre encore des amplificateurs de puissance à tubes. Ils présentent l'avantage du faible bruit et de la grande bande passante mais l'inconvénient de la réalisation du transformateur de sortie.

Les caractéristiques des amplificateurs du commerce sont fixées par le Syndicat des industries électroniques de reproduction et d'enregistrement (SIERE) et les normes DIN. Citons quelques éléments des normes NFC 97420 pour les amplificateurs et NFC 97310 pour les méthodes de mesures :

— courbe de réponse 40 Hz − 16 kHz,
— différence de gain entre voies $\leqslant$ 4 dB de 250 Hz à 6 300 Hz (en stéréophonie),
— distorsion harmonique totale $<$ 0,5 % entre 63 Hz et 12 500 Hz à puissance nominale, et entre 12,5 Hz et 16 kHz à moitié de puissance,
— puissance de sortie par voie $\geqslant$ 10 W,
— affaiblissement total de la diaphonie
$\geqslant$ 30 dB de 250 Hz à 10 kHz
$\geqslant$ 40 dB à 1 kHz,
— rapport signal/bruit mesuré en large bande et pour la puissance nominale de sortie

$\geqslant$ 58 dB

**Exemples d'amplificateurs du commerce :**
— puissance de 2 × 25 W à 2 × 100 W,
— réponse en fréquence de 15 Hz à 30 kHz,
— distorsion harmonique, 0,02 % $\leqslant$ d $\leqslant$ 0,1 % à 1 000 Hz,
— rapport signal/bruit, 90 à 100 dB,
— temps de montée à 10 kHz = 4 µs.

### 6.1.1.2. Haut-parleurs

Ce sont des transducteurs électroacoustiques. Leurs caractéristiques essentielles sont :

— la puissance utilisable en watts correspondant à la limite de la distorsion,
— l'efficacité, rapport entre la pression acoustique et la puissance électrique appliquée,

— la réponse en fréquence,
— le diagramme directionnel,
— le rendement, traduisant le rapport entre la puissance acoustique rayonnée et la puissance électrique nominale.

Deux technologies sont rencontrées :

— Les haut-parleurs électrodynamiques. Ce sont les plus utilisés, leurs impédances nominales normalisées sont 4 Ω, 8 Ω ou 16 Ω et quelquefois 2 Ω, 5 Ω, 50 Ω, 100 Ω ou 800 Ω.

— Les haut-parleurs électrostatiques constitués d'un diaphragme et d'une électrode. Ils sont à impédance interne élevée (emploi avec tubes ou transformateurs à partir d'une fréquence de 5 kHz). Leur impédance est capacitive (de 500 pF à 3 nF).

La présentation d'un haut-parleur électrodynamique est schématisée sur la figure 6.1. Une bobine solidaire de la membrane se déplace dans un entrefer. La partie électromécanique qui nous intéresse est représentée sur la

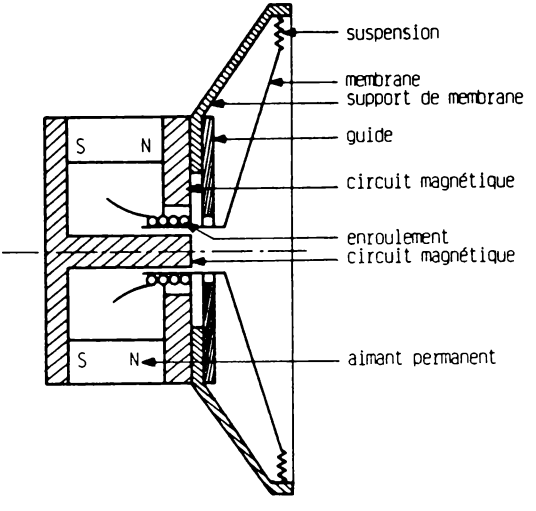



**Figure 6.1**

figure 6.2. L'enroulement, défini par sa résistance r, son inductance L et la longueur l du fil de bobinage, entraîne mécaniquement la membrane de masse m retenue par un ressort de rappel, de raideur k. L'ensemble se déplace suivant un axe de direction x. Le coefficient de frottement est f.

**Impédance statique**. C'est l'impédance $\underline{Z}_0$ de la bobine, celle-ci étant bloquée. Elle est mesurée à 1 000 Hz et peut être ramenée à une résistance pure $\underline{Z}_0 = R_0 = \frac{\underline{U}}{\underline{I}}$.

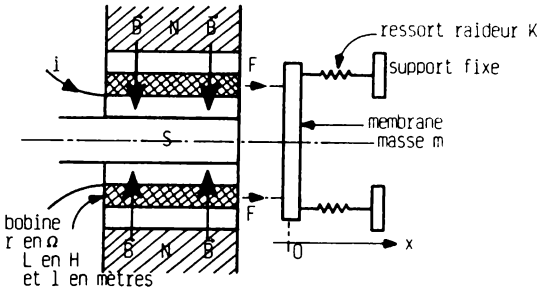



**Figure 6.2**

**Impédance dynamique**. Le courant sinusoïdal qui parcourt l'enroulement fait déplacer la membrane sous l'action de la force de Laplace

$$F = Bli = Bl\underline{I}$$

Ce déplacement s'accompagne d'un fem induite

$$\underline{E} = - Blv$$

où v représente la vitesse de déplacement de la bobine. On a alors

$$I = \frac{\underline{U} - \underline{E}}{\underline{Z}_0} = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}_m}$$

Tout se passe comme si l'impédance statique $\underline{Z}_0$ était modifiée par une impédance $\underline{Z}_m$ appelée impédance motionnelle ou cinétique. Cette impédance liée aux caractéristiques mécaniques de l'équipage, peut être défini par le principe fondamental de la dynamique

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = \Sigma \vec{F} = Bl\underline{I} - kx - f\frac{dx}{dt}$$

soit en remplaçant $\frac{dx}{dt}$ par $j\omega$ (terme de dérivée)

$$Bl\underline{I} = \left(j\omega m + \frac{k}{j\omega} + f\right)\frac{dx}{dt} = \underline{Z}_m \underline{V}$$

f est équivalent à une résistance, m à une inductance et $\frac{1}{k}$ à une capacité.

L'impédance totale $\underline{Z}_0 + \underline{Z}_m$ apporte des variations de réponse en fonction de la fréquence. En aucun cas son module doit être inférieur de 20 % à sa valeur nominale entre 20 Hz et 20 000 Hz.

### 6.1.1.3. Liaisons amplificateur - haut-parleur, filtres

**Liaison basse impédance**. C'est le cas le plus fréquent, à cause de la faible impédance de la charge. Cette liaison, en haute fidélité, doit être soignée. Donnons comme exemple : pour $R_{ch} = 8\ \Omega$, et un double fil de 2 mm de diamètre, la longueur de la connexion ne doit pas dépasser 50 mètres.

La tendance actuelle serait même d'insérer la partie amplificateur de puissance dans les enceintes, près des haut-parleurs.

**Liaison haute impédance**. Pour les sonorisations, les amplificateurs de puissance sont à sortie par transformateur. Les haut-parleurs, tous connectés en parallèle, sont alors équipés de transformateurs permettant d'adapter les impédances.

**Filtres de haut-parleurs**. En haute fidélité, on utilise des enceintes à plusieurs haut-parleurs de réponses différentes. Il faut séparer les voies. Deux solutions se présentent :

— utiliser un seul amplificateur de puissance et séparer les voies par des filtres passifs (méthode la plus courante),

— utiliser un amplificateur par haut-parleur et effectuer la séparation au niveau du préamplificateur (méthode plus souple et certainement d'avenir).

La figure 6.3 représente un filtre à trois voies, de pente 40 dB/décade (12 dB/octave). Les fréquences de cassure des filtres sont 400 Hz et 5 000 Hz (filtre passe-bas pour les graves, filtre passe-bande pour les médium, filtre passe-haut pour les aiguës). Passer de 8 Ω à 4 Ω d'impédance, revient à doubler la valeur des capacités et diviser par deux celles des inductances.

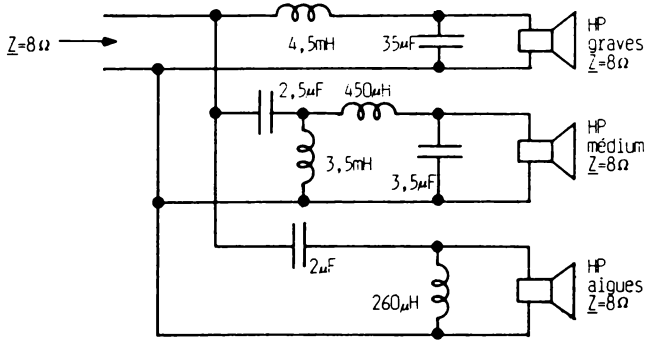



**Figure 6.3**

### 6.1.1.4. Enceintes asservies

Ce sont des enceintes closes, équipées de trois haut-parleurs. Celui pour les graves comprend un capteur permettant d'asservir la grandeur de sortie qui est le son (variation de pression de l'air environnant) en plus de

l'asservissement de tension. Plusieurs types de capteurs peuvent être utilisés en fonction du paramètre à asservir (de vitesse ou d'accélération de l'équipage mobile). Citons :

— les capteurs électromécaniques (acoustiques, piezoélectriques ou électrostatiques),

— les capteurs électromagnétiques (deuxième bobine mobile),

— les ponts d'impédances.

La figure 6.4 représente une partie de haut-parleur avec son capteur (bobine auxiliaire se déplaçant dans un champ magnétique indépendant du champ magnétique principal). Cette technique étant compliquée à réaliser, on lui préfère celle de la figure 6.5 où les deux bobines voient la même induction. Il est cependant nécessaire de compenser l'effet de mutuelle induction en connectant deux inductances l en série avec les bobines principales.

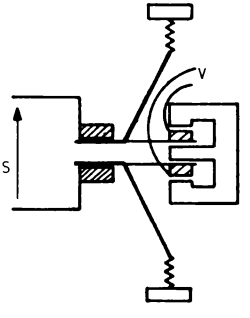



**Figure 6.4**

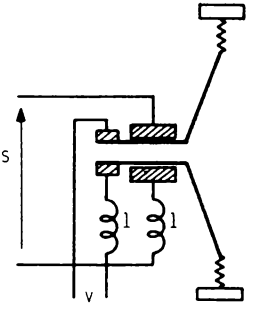



**Figure 6.5**

La figure 6.6 donne un exemple de schéma de principe d'asservissement d'enceinte où le capteur est une bobine auxiliaire. On remarque la contre-réaction en tension de l'amplificateur de puissance AP.

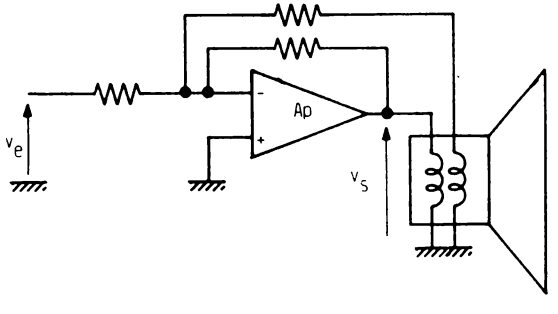



**Figure 6.6**

La figure 6.7 indique le principe d'un asservissement en vitesse par pont d'impédances. $Z_0$ est une impédance équivalente à celle du haut-parleur à l'arrêt. Le réseau correcteur PID transforme « l'image » de la vitesse en une « image » de la pression.

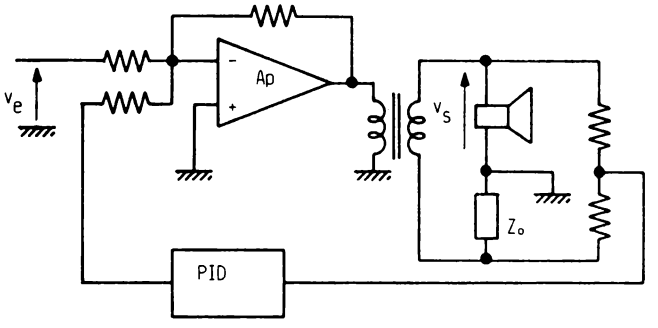



**Figure 6.7**

## 6.1.2. EXEMPLES D'AMPLIFICATEURS LINÉAIRES EN CLASSE AB

### 6.1.2.1. Amplificateur à éléments discrets et à transistors bipolaires de puissance

Le schéma de la figure 6.8 est proposé par Motorola. Les caractéristiques sont les suivantes :

— puissance de sortie, 60 W sur 8 Ω,
— distorsion harmonique, 0,1 % à 60 W,
— distorsion d'intermodulation, 0,1 % à 60 W,
— signal d'entrée, 1 volt efficace pour 60 W,
— impédance d'entrée, 10 kΩ,
— réponse en fréquence à 3 dB de 10 Hz à 100 kHz,
— courant de repos, 110 mA,
— courant absorbé, 1,2 A à 60 W.

Cet amplificateur de puissance est constitué d'un amplificateur différentiel (transistors $T_1$ et $T_2$), d'un émetteur commun ($T_3$) chargé par un bootstrapp et de deux Darlington composites, l'un NPN ($T_4$ et $T_6$) l'autre PNP ($T_5$ et $T_7$). La protection contre les surcharges s'effectue par des diodes. On peut admettre la valeur

$$i_{S_{max}} = \frac{3 \,.\, 0{,}6}{0{,}47} \simeq 3{,}6 \text{ A}$$

Les réseaux de compensation sont les suivants :

— une capacité de 50 pF entre collecteur et base du transistor $T_3$, elle diminue la première fréquence de cassure de la boucle,

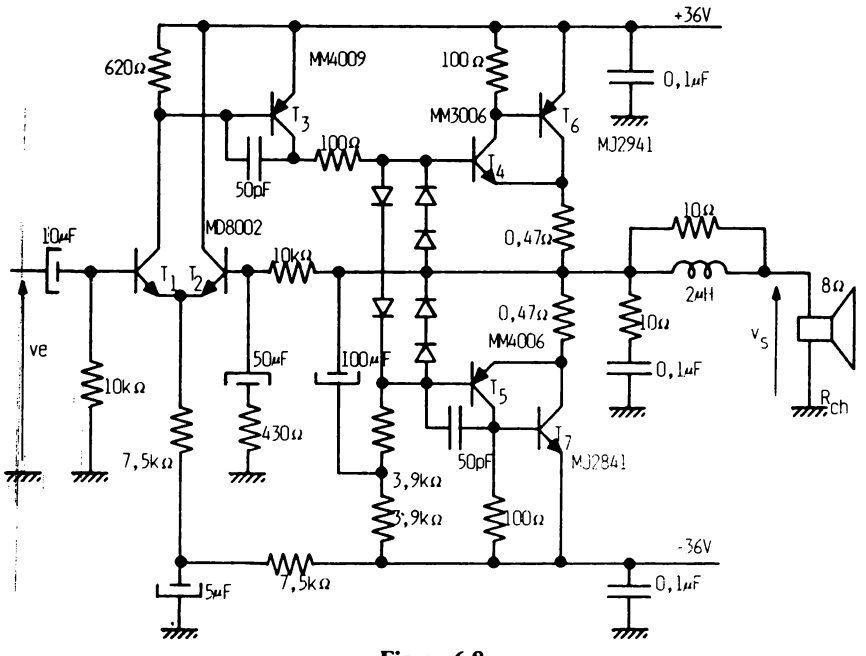



**Figure 6.8**

— l'ensemble 10 Ω et 0,1 μF à la sortie, qui stabilise les Darlington,

— l'inductance de 2 μH, limitant l'influence de la charge capacitive du haut-parleur (capacité équivalente mécanique).

Deux contre-réactions sont présentées,

— asservissement du point de repos avec retour unitaire (résistance de 10 kΩ),

— asservissement dynamique avec retour par diviseur de tension 10 kΩ – 430 Ω permettant d'obtenir le gain en tension souhaité dans la bande de fréquence prévue.

Un découplage d'alimentation est réalisé pour alimenter la partie négative de l'amplificateur différentiel.

### 6.1.2.2. Amplificateur à éléments discrets et à transistors MOS de puissance

Le schéma de la figure 6.9 est extrait de la revue Électronique Applications, n° 40, p. 41 et des notes d'applications de la société International Rectifier. C'est un amplificateur de puissance délivrant 60 W dans une charge de 4 Ω. Les alimentations sont symétriques et la bande passante possible de 0 à 100 kHz. On peut ajouter les éléments suivants :

— distorsion de 0,1 % pour un gain en tension en boucle fermée de 20,

— slew rate de 15 V/µs pour une entrée impulsionnelle (onde carrée) de 2 volts d'amplitude,
— courant de polarisation de 100 mA,
— tension d'offset en sortie de 20 mV.

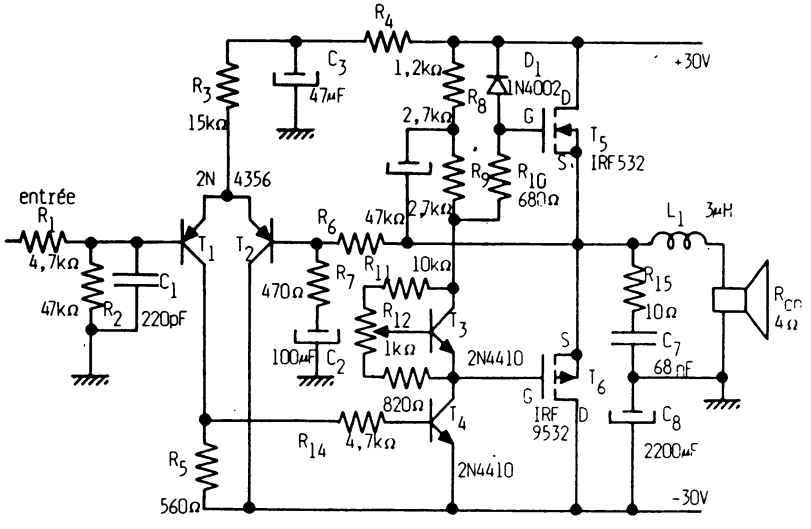



**Figure 6.9**

La constitution de cet amplificateur est voisine de celle du précédent. Un amplificateur différentiel ($T_1$ et $T_2$) pilote un émetteur commun ($T_4$) chargé par un bootstrapp. Les transistors de puissance $T_5$ et $T_6$ (MOS canal N et canal P) sont polarisés par le multiplicateur de jonction ($T_3$). La stabilité du montage est assurée par le réseau $R_{15}$ et $C_7$ ainsi que par l'inductance $L_1$. Un découplage d'alimentation est réalisé sur l'étage d'entrée. Là aussi, deux contre-réactions sont présentes, l'une statique avec $R_6$ et l'autre dynamique avec $R_6$, $R_7$ et $C_2$, assurant le gain en tension global de 100. Un filtre passe-bas connecté à l'entrée de l'amplificateur élimine tous les signaux parasites hautes fréquences.

### 6.1.2.3. Amplificateur à circuits intégrés

L'intégration des amplificateurs de puissance est actuellement classique. Plusieurs sociétés se sont spécialisées dans ce créneau et fabriquent des circuits intégrés dont la puissance de sortie va de quelques watts à plus de 100 watts. Le chapitre 7 de cet ouvrage présente une grande partie de ces circuits avec leurs spécificités. Nous indiquons, comme application, le circuit LM 383 de chez National Semiconductor dont le schéma de principe est représenté sur

la figure 6.10. Les transistors d'entrée $T_1$ et $T_2$ pilotent $T_3$ qui travaille en transconductance. La capacité intégrée de 20 pF assure un gain unité de l'ensemble à 3 MHz et rend stable le circuit. Les transistors de puissance $T_5$ et $T_6$ sont commandés en courant par les transistors qui précèdent. Donnons comme caractéristiques :

— bande passante de 30 kHz pour un gain global de 40 dB,
— taux de distorsion de 1 % à pleine puissance.

Une application de ce circuit est donnée sur la figure 6.11. La contre-réaction assurée par les résistances $R_1$ et $R_2$ nous donne un gain en tension

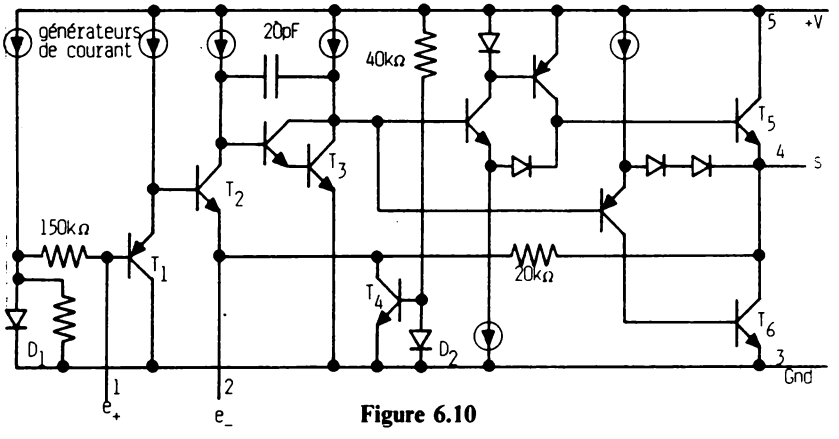



**Figure 6.10**

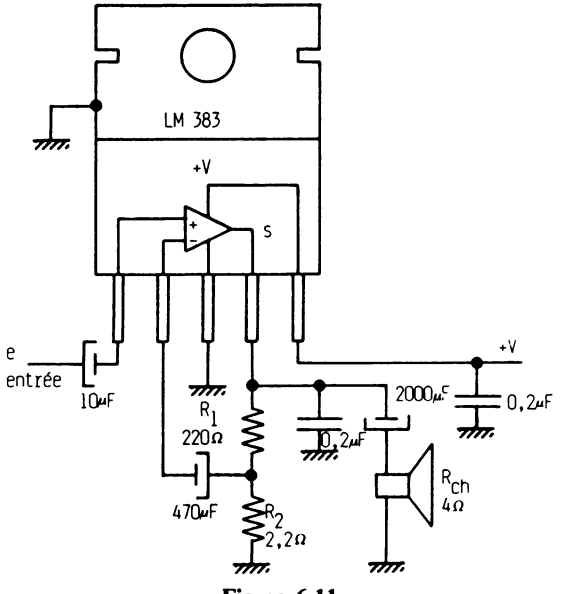



**Figure 6.11**

voisin de 100. Les liaisons d'entrée et de retour sont capacitives. Ceci est possible car les entres ( − ) et ( + ) du circuit intégré sont polarisées à l'intérieur de celui-ci et tel que la **sortie soit toujours à V/2.**

Ce genre de circuit est très bien adapté pour réaliser des amplificateurs alimentés sous 12 V issu d'une batterie.

### 6.1.2.4. Amplificateur en technologie hybride

C'est une technologie qui consiste à utiliser un circuit intégré spécialement conçu pour piloter un étage de puissance à transistors. Citons comme exemple le circuit LM 391 de chez National Semiconductor, présenté sur la figure 6.12. L'amplificateur différentiel $T_1$ et $T_2$ est polarisé par des résistances d'émetteurs de 5 kΩ afin d'obtenir un slew rate correct. Il est chargé par le miroir de courant $T_3$ et $T_4$ pilotant l'émetteur commun $T_5$. Le transistor $T_7$ fonctionne en multiplicateur de jonctions. $T_8$ et $T_9$ font partie du circuit de

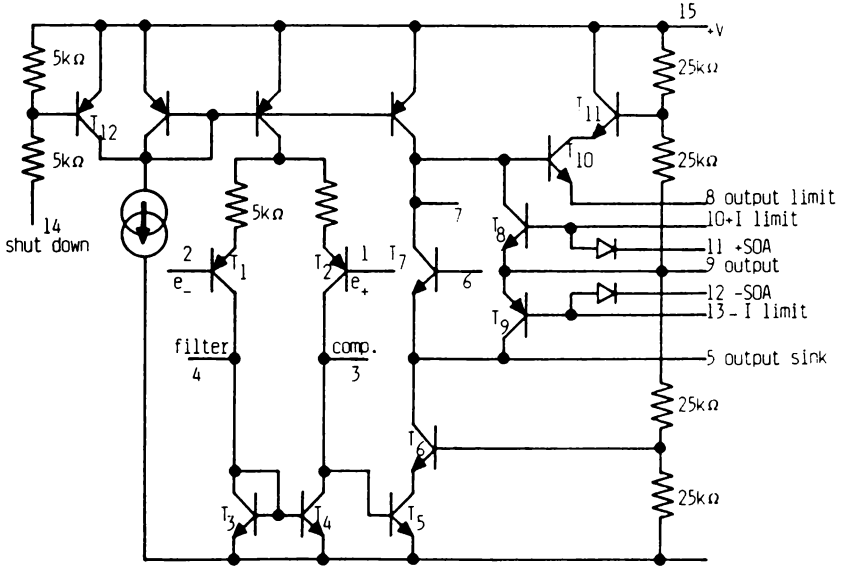



**Figure 6.12**

protection contre les surcharges. La borne 14 permet, lorsqu'elle est reliée à la masse, de bloquer tous les générateurs de courant. C'est une protection thermique dont le capteur est extérieur au circuit intégré. Une application est représentée sur la figure 6.13. C'est un amplificateur de puissance de 20 W sur 8 Ω ou 30 W sur 4 Ω. L'alimentation est symétrique, entre ± 21 V et ±

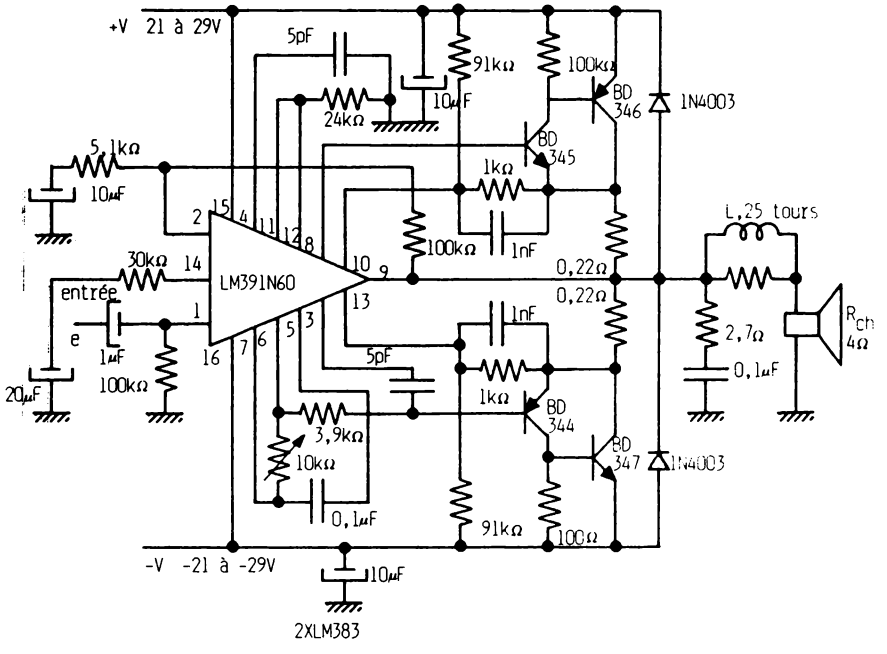



**Figure 6.13**

29 V. La compensation en fréquence est effectuée par les capacités connectées entre les bornes 3 et 4. On retrouve le réseau de compensation en sortie constitué de 27 Ω et 0,1 μF ainsi que l'inductance en série avec la charge.

### 6.1.2.5. Amplificateur booster

Nous en avons vu le principe dans le chapitre 2. Ce procédé est valable aussi bien pour une technologie à éléments discrets qu'à circuits intégrés. La figure 6.14 représente le schéma d'un amplificateur utilisant deux circuits

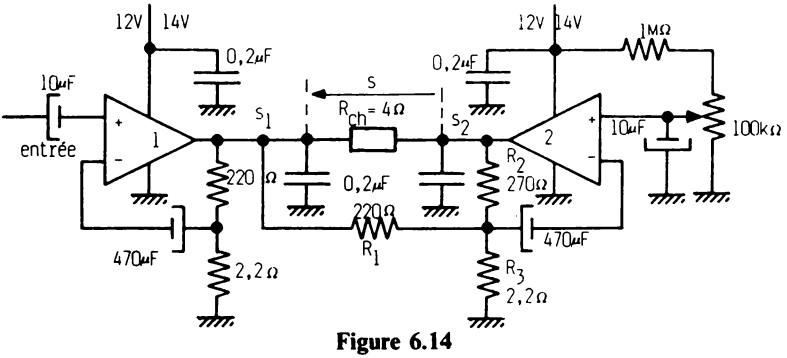



**Figure 6.14**

intégrés LM 383 vus précédemment. Pour une charge de 4 Ω, la puissance de sortie est de 16 watts. Le fonctionnement est le suivant : le signal est appliqué à l'entrée non inverseuse du circuit 1. Sa sortie attaque la charge ainsi que le deuxième circuit par le biais d'une résistance de 220 Ω. Si on considère que l'entrée (+) du circuit 2 ne varie pas (seul intervient un ajustement du point de repos de sortie), alors l'entrée (−) est définie par la relation

$$e_- = s_1 \frac{R_2R_3}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} + s_2 \frac{R_1R_3}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}$$

avec $R_1 = R_2$.

Comme

$$e_- = 0 \quad \text{et} \quad s = s_1 - s_2$$

nous avons

$$s_2 = -s_1 \quad \text{et} \quad \mathbf{s = 2\,s_1}$$

La tension de sortie est doublée et la puissance théoriquement quadruplée.

Toutes les applications des circuits intégrés qui ont été présentées dans ce paragraphe sont issues de *Audio-Radio Handbook*, National Semiconductor, 1980, revendeur SCAIB, Rungis.

## 6.1.3. EXEMPLE D'AMPLIFICATEUR LINÉAIRE EN CLASSE A

Rappelons qu'un amplificateur polarisé en classe A présente une distorsion extrêmement réduite au détriment du rendement. La figure 6.15 correspond au schéma d'un amplificateur dont la puissance de sortie est 10 W pour

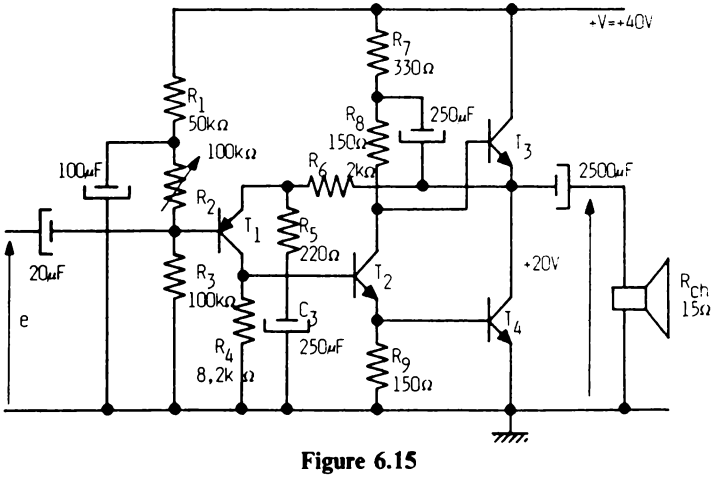



**Figure 6.15**

un haut parleur de 15 Ω (valeur normalisée). Les deux transistors de puissance $T_3$ et $T_4$ sont des NPN. Ils travaillent respectivement en collecteur commun et émetteur commun. Ils sont polarisés par le transistor $T_2$, lui-même piloté par l'amplificateur différentiel à un seul transistor. Le retour est statique ($R_6$) et dynamique ($R_6$, $R_5$ et $C_3$). Le bootstrapp est, là aussi, présent.

Le courant de repos total de 0,5 A correspond à la moitié du courant maximum. La distorsion est inférieure à 0,05 %.

**Remarques**. Ce schéma un peu « vieillot », est intéressant à consulter car il se différencie des autres principes classiques rencontrés jusqu'à présent. Si la classe A est encore utilisée actuellement en basse fréquence, il n'est pas du tout évident de trouver des schémas d'applications. Notons que dans celui de la figure 6.15, le bootstrapp peut être remplacé par un générateur à courant constant et le transistor $T_1$ par un amplificateur opérationnel.

## 6.1.4. EXEMPLES D'AMPLIFICATEURS A DÉCOUPAGE EN CLASSE D

### 6.1.4.1. Amplificateur à éléments discrets

Le schéma de la figure 6.16 est extrait de la revue *Électronique et Applications industrielles* n° 271, 1979, p. 54. C'est un amplificateur dont la puissance de sortie est de 100 W sur 4 Ω. Les transistors du push-pull travaillant en commutation sont des MOS canal N. La fréquence de découpage

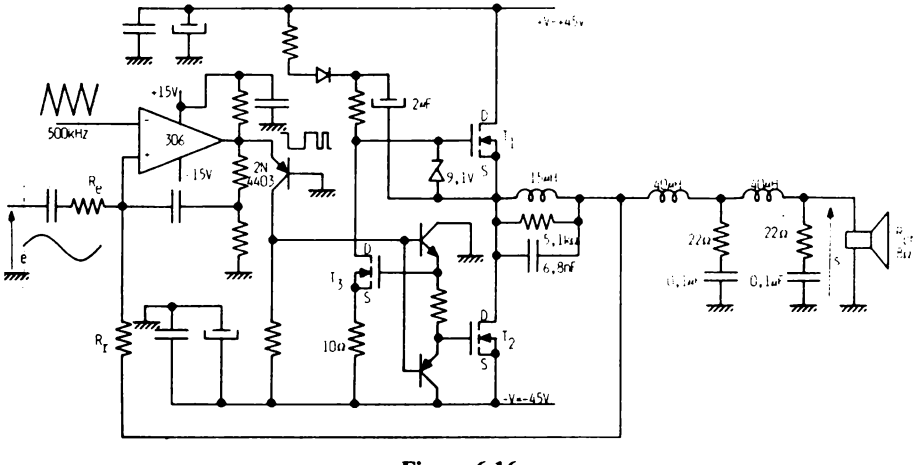



**Figure 6.16**

est 500 kHz. Le circuit intégré 306 à collecteur ouvert travaille en comparateur à hystérésis. Il pilote un transistor PNP qui, lui-même, attaque un push-pull à transistors bipolaires permettant la commande de $T_2$. Un circuit d'inversion constitué de $T_3$ commande le transistor $T_1$ en opposition avec $T_2$ utilisant un bootstrapp (voir commande des transistors de puissance au chapitre 3). La contre-réaction est effectuée avec le filtre de sortie, celui-ci est constitué de deux cellules passe-bas du deuxième ordre. Les inductances des filtres sont « à air » car les ferrites ne sont pas linéaires. Les transistors de puissance sont des VN 64 GA de chez Siliconix.

### 6.1.4.2. Amplificateur à circuit intégré PWM

Source : *Elektor*, mai 1987, p. 39 et les notes d'applications SGS, revendeur RTF, Gentilly.

La société SGS Atès fournit un circuit intégré monolithique PWM de référence TDA 7260 ou L 472 associé à quatre transistors MOS de puissance montés en pont. La puissance de sortie est de 25 W sur une charge de 2 Ω. Ce circuit fonctionne en auto-oscillation autour de 120 kHz. Les limitations technologiques sont :

— tension d'alimentation maximale, 30 V,
— tension d'entrée maximale, 10 V,
— tension différentielle, ± 6 V,
— courant de sortie commandant les MOS de puissance, 600 mA.

Un circuit préamplificateur associé à ce PWM est le TDA 7232. Il présente un très faible bruit de sortie et est doté d'un limitateur de surmodulation (modulation ne dépassant pas la plage 5 % – 95 %). La figure 6.17 représente un schéma de principe de l'ensemble préamplificateur - amplificateur PWM - étage de puissance. La figure 6.18 est un schéma réel

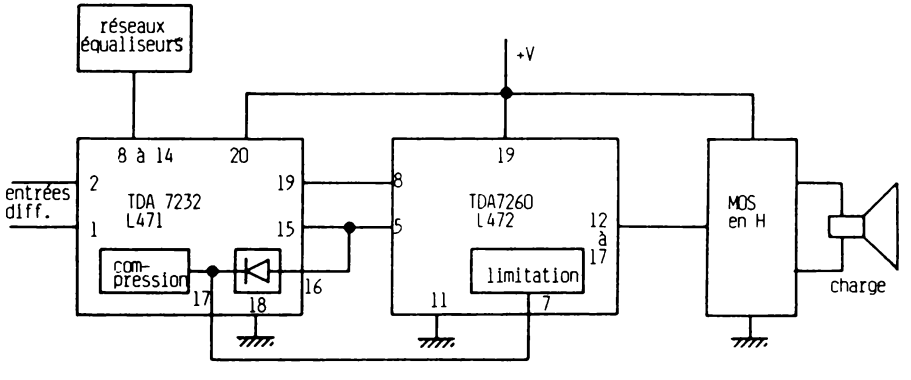



**Figure 6.17**

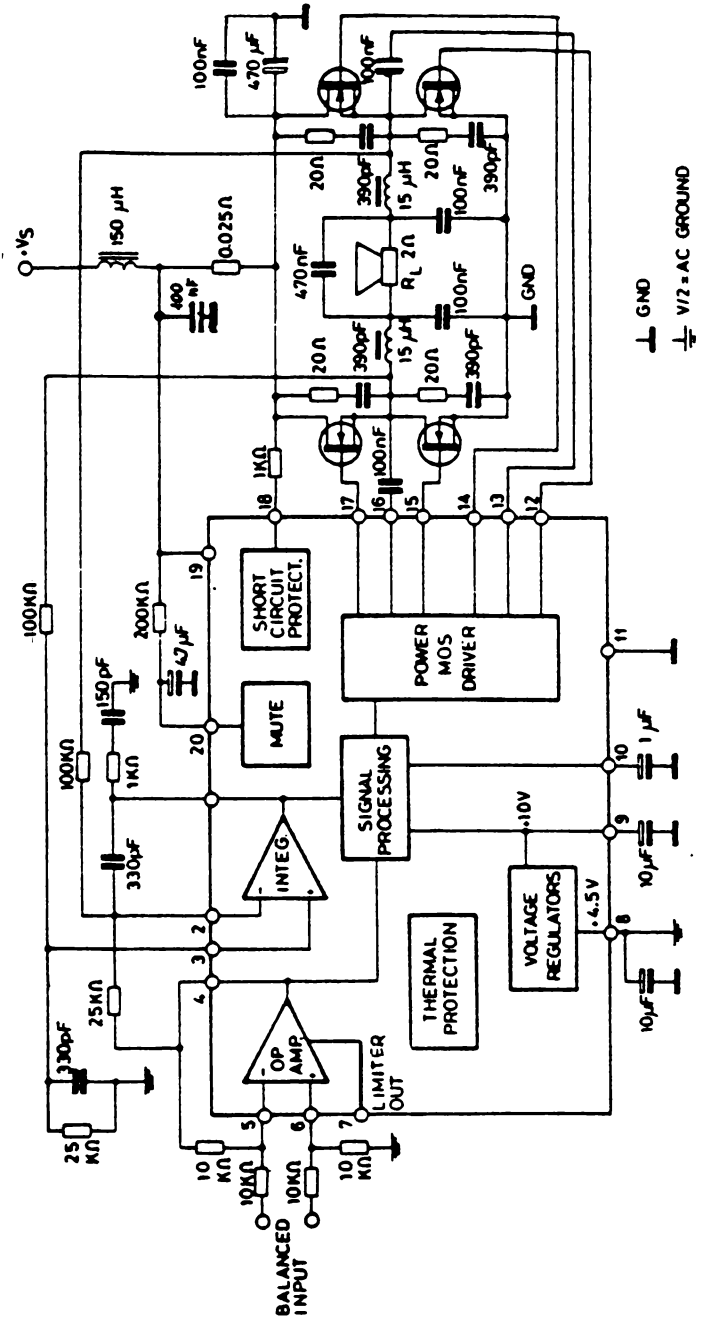



Figure 6.18

*(Document reproduit grâce à l'autorisation de SGS-Thomson Micro-electronics)*

d'application de l'amplificateur de puissance (amplificateur PWM - étage de sortie) pour une alimentation de 14,4 V. Les caractéristiques sont :

— $P_s$ = 25 W pour $R_{ch}$ = 2 Ω et f = 1 kHz,
— distorsion harmonique totale à pleine puissance 3 %,
— distorsion harmonique totale 0,15 % pour $P_s$ = 10 W et f = 1 kHz,
— gain de tension 12 dB,
— niveau de bruit en sortie 60 μV,
— rendement 85 %.

Les circuits intégrés TDA 7260 et 7232 sont en boîtier DIP 20 (20 broches). Les transistors MOS de puissance sont des SGSP 321.

### 6.1.5. EXERCICE (figure 6.19)

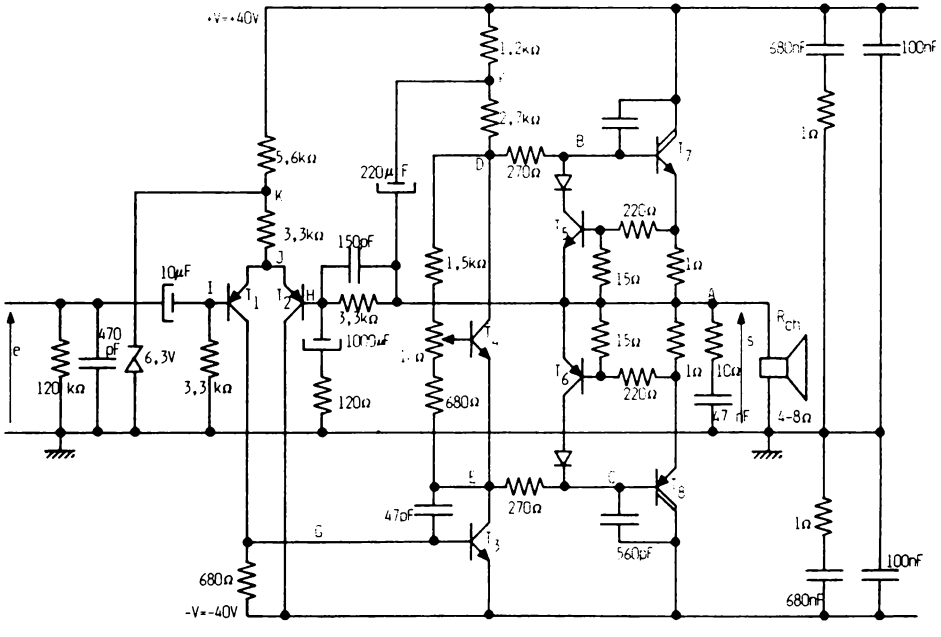



**Figure 6.19**

Soit le schéma d'un amplificateur de puissance fonctionnant en classe AB (courant de repos 100 mA) inspiré d'un article de la revue *Elektor*, avril 1982, p. 38.

— Définir le rôle de chaque élément.
— Déterminer les points de repos (potentiels des points A... K).
— En considérant que les transistors de « signal » ont un gain en courant β = 100 et que les transistors de puissance, β′ = 1 000, déterminer les

paramètres électriques de chaque étage puis le gain en tension de la chaîne directe.

— Déterminer le gain en tension en boucle fermée ainsi que la dynamique maximale et la puissance de sortie associée en régime sinusoïdal sur 4 Ω.

**Solution**

**Rôle de chaque élément**

Cet amplificateur de puissance est alimenté symétriquement entre ± 40 V. La liaison de sortie est directe. Il faut prévoir un fusible en série avec elle, au cas ou l'un des transistors de puissance se court-circuite.

L'amplificateur différentiel d'entrée utilisant les transistors $T_1$ et $T_2$ est polarisé à zéro sur ses bases. Il attaque un montage émetteur commun constitué de $T_3$, d'un bootstrapp et d'un multiplicateur de jonctions $T_4$. L'étage de sortie utilise deux transistors Darlington complémentaires $T_7$ et $T_8$. La protection contre les surcharges est assurée par les transistors $T_5$ et $T_6$. La valeur de l'intensité maximale est définie par la relation

$$0{,}6 \simeq \frac{15}{220 + 15} \cdot 1 \cdot i_{s_{max}}$$

ce qui donne

$$\mathbf{i_{s_{max}} = 9{,}4\ A}$$

Citons encore les éléments de stabilisation en fréquence : le réseau de sortie, 10 Ω en série avec 47 nF, le condensateur de Miller de 47 pF, celui de retour de 150 pF et ceux des collecteurs communs de sortie de 560 pF.

Les alimentations sont découplées, la liaison d'entrée est capacitive et celle de retour, statique et dynamique.

La résistance de 270 Ω en série avec la base du transistor $T_8$ sert à limiter le courant dans $T_3$, en cas de court-circuit en sortie.

**Points de repos**

En partant de la droite du schéma, nous avons

— $V_A = 0$, c'est le point de repos de sortie,

— $V_B = +1{,}2$ V et $V_C = -1{,}2$ V, tension de base, des transistors Darlington,

$V_D \simeq 1{,}2$ V et $V_E \simeq -1{,}2$ V car la chute de tension aux bornes des résistances de 270 Ω est négligeable au repos

$$\left(I_{B_{7,8}} \simeq \frac{0{,}1}{1\,000} = 10^{-4} = 0{,}1\ \text{mA}\right),$$

— $V_F = (40 - 1{,}2)\dfrac{2{,}7}{1{,}2 + 2{,}7} + 1{,}2 = 27{,}6$ V,

— $V_G = -40 + 0{,}6 = -39{,}4$ V,

— $V_H = V_i = 0$, point de repos d'entrée,

— $V_K = +6{,}3$ V.

**Paramètres de chaque étage**

Le premier étage est un amplificateur différentiel

$$G_{v_1} = \frac{\beta R_C}{2 h_{11}} = 109$$

$$R_{s_1} = R_C = 680\ \Omega$$

car

$$h_{11} = \frac{\beta}{40 I_C} = 3{,}15\ k\Omega \quad \text{avec} \quad I_C \simeq \frac{0{,}6}{680} = 8 . 10^{-4} = 0{,}8\ A$$

Le second étage étant bootstrappé, son gain en tension est défini à partir de la résistance d'entrée de l'étage push-pull ($\beta' R_{ch} = 1\,000 . 4 = 4\,000\ \Omega$)

Ainsi

$$G_{v_2} = \frac{\beta . \beta' R_{ch}}{h_{11}} = \frac{10^2 . 4 . 10^3}{250} = 1\,600$$

avec

$$h_{11} = \frac{10^2}{40.10^{-2}} = 250\ \Omega, \quad \text{car} \quad I_C \simeq \frac{40 - 1{,}2}{3{,}9 . 10^3} \simeq 10^{-2} = 10\ mA$$

**Remarquons que le courant de 10 mA qui circule dans la résistance de 2,7 kΩ du bootstrapp (courant constant) permet de commander correctement le transistor de puissance $T_7$**

$$\beta . i_{B_{max}} = 1\,000 . 10^{-2} = 10\ A$$

alors que

$$i_{C_{max}} = i_{S_{max}} = 9{,}4\ A$$

**Le gain en tension de la chaîne directe est égal au gain en tension à vide de chaque étage multiplié par l'atténuation entre le premier et le deuxième.**

$$G_v = G_{v_1} . Att_{1-2} . G_{v_2} = A$$

$$= 109 . \frac{250}{680 + 250} . 1\,600 = 47\,000 = A$$

Ce gain en tension, très important, tient compte de l'efficacité maximale du bootstrapp, et on considère que la décroissance de gain de l'émetteur commun par effet Miller n'est pas amorcée.

**Gain total et puissance de sortie**

Le retour B de l'amplificateur est obtenu, en dynamique, par le diviseur de tension

$$B = \frac{120}{3\,300 + 120} = 0{,}036 = \frac{1}{28}$$

Le gain en tension total est défini par la relation

$$\frac{S}{E} = \frac{A}{1 + AB} = \frac{47\,000}{1 + 1\,700} \simeq \frac{47\,000}{1\,700} = \frac{1}{B} = \mathbf{28}$$

Le gain de boucle est normalement très grand devant l'unité.

Pour obtenir la puissance de sortie maximale en régime sinusoïdal, il faut connaître la valeur de la dynamique de sortie. Sans tenir compte de la limitation en courant, on écrit

$$s_{max} = (40 - 1{,}2)\frac{R_{ch}}{R_E + R_{ch}} = 39{,}8 \cdot \frac{4}{5} = 31{,}8 \text{ V}$$

et

$$p_{s_{max}} = \frac{\left(\frac{31{,}8}{\sqrt{2}}\right)^2}{4} = 125 \text{ W}$$

En réalité cet amplificateur est prévu pour une puissance de 100 W. En fait, on ne fait jamais travailler un amplificateur de puissance à sa pleine tension à cause de la distorsion importance (fonctionnement des transistors dans leur zone non linéaire).

Pour 100 W, la dynamique associée est

$$s_{max} = \sqrt{8 \cdot P} = \sqrt{800} = 28{,}6 \text{ V}$$

La différence, 31,8 − 28,2 = 3,6 V, correspond à la limite de non-linéarité des transistors de puissance ($v_{CE_{min}} = 3{,}6$ V).

## 6.2. AMPLIFICATEURS POUR ASSERVISSEMENTS ÉLECTROMÉCANIQUES (SERVOMÉCANISMES)

Ce paragraphe est un complément à l'ouvrage *Électronique industrielle* de la même collection en ce qui concerne les exemples d'applications. La technologie galopante fait apparaître des circuits intégrés nouveaux et dans le sens de la commande par microprocesseurs (systèmes informatisés).

Nous rappelons que le domaine de la commande des machines électriques est très vaste. Il est concrétisé par une littérature relativement fournie dont certains ouvrages sont cités en bibliographie.

### 6.2.1. CONTRAINTES DES ACTIONNEURS ÉLECTROMÉCANIQUES

Tous les actionneurs sont alimentés par des amplificateurs de puissance utilisant des principes différents. Leur grandeur de sortie est une vitesse ou une position commandée par un signal dit de référence analogique ou

numérique. On peut considérer que l'ensemble d'un système électromécanique est représenté par une fonction linéaire en régime permament. En régime transitoire le fonctionnement est, pour la plupart des cas, non linéaire, et étudié comme pour un régime impulsionnel.

### 6.2.1.1. Moteurs à courant continu

Quoique leur disparition était prévue à court terme voilà une décennie, ils sont encore bien présents. Ceci est lié à l'évolution technologique des matériaux et des composants (aimants permanents, transistors bipolaires et MOS, thyristors GTO, circuits intégrés).

Les relations fondamentales de fonctionnement, en ne tenant pas compte de la réaction d'induit sont :

$$U = RI + E = RI + k_e\Omega$$

$$\Gamma_m = k' \varphi I \simeq k_c I$$

$$\Gamma_m = \Sigma \Gamma_r$$

avec

- $U$ tension moyenne d'alimentation en V,
- $I$ courant dans l'induit en A,
- $\Omega$ vitesse de rotation en rad/s,
- $R$ résistance de l'induit en $\Omega$,
- $\Gamma_m$ couple moteur en Nm,
- $\Gamma_r$ couple résistant en Nm,
- $k = k_e = k_c$ constante de la machine en V/rad/s ou Nm/A.

**Commande des moteurs à courant continu de forte puissance**

— **Redressements monophasés ou triphasés** commandés (thyristors). Ils sont utilisés lorsque la tension secteur est compatible avec leur propre tension nominale de fonctionnement. Leur bande passante est réduite à cause de la fréquence du secteur. Ils ne peuvent être utilisés pour des réponses rapides.

— **Hacheurs ou amplificateurs à découpage**. A partir d'une source alternative redressée on découpe celle-ci à l'aide des composants suivants : transistors MOS, transistors bipolaires, blocs de transistors MOS ou bipolaires, thyristors et GTO. Ces derniers tendent à se substituer aux précédents à cause de leur facilité de blocage.

**Commande des moteurs à courant continu de faible et moyenne puissance.** Ces moteurs sont tous à aimants permanents. Deux principes d'amplificateurs sont rencontrés.

— **Amplificateurs linéaires** pour les faibles puissances. Ils sont en général intégrés.

— **Amplificateurs à découpage** (les plus répandus), constitués d'un seul circuit intégré pour les très faibles puissances ou d'un pont de transistors MOS ou bipolaires pilotés par un circuit intégré en PWM.

### 6.2.1.2. Moteurs à courant alternatif

Ce sont les moteurs synchrones, asynchrones et autopilotés.

**Commande des moteurs synchrones.** Ils ne peuvent être commandés en vitesse qu'en faisant varier la fréquence. Ceci impose de régler aussi la tension d'alimentation afin de conserver la même induction. Les deux principes utilisés sont :

— **l'onduleur à réglage de la tension ou du courant et de la fréquence,**

— **le cyclo-convertisseur** pour des fréquences de fonctionnement inférieures ou égales à celle du secteur.

**Commande des moteurs asynchrones.** Plusieurs procédés sont rencontrés :

— pour une vitesse de rotation inférieure à celle du synchronisme, le réglage s'effectue soit **par variation de tension statorique**, soit par **variation de courant rotorique**

— pour une vitesse de rotation quelconque, on utilise un **onduleur autonome PWM**. Celui-ci est, en général, précédé d'un redressement commandé ou d'un redressement simple suivi d'un hacheur. Ceci, afin de régler la tension efficace d'alimentation (travail en $\frac{U}{f}$ constant).

**Commande des moteurs synchrones auto-pilotés.** Ce sont des moteurs récents à avenir prometteur aussi bien dans le domaine des petites puissances (robotique) que des grandes puissances (traction). Leur commande s'effectue par un redresseur suivi d'un onduleur (la commande des transistors de commutation est effectuée à partir des capteurs de position du rotor).

### 6.2.1.3. Moteurs pas à pas et actionneurs linéaires

Ce sont des machines en marge des précédentes qui sont toutefois **pilotées par des amplificateurs à découpage.**

**Commande des moteurs pas à pas.** Ils sont constitués de une ou plusieurs phases alimentées dans un seul sens (unipolaire) ou dans les deux sens (bipolaire). La contrainte principale est la rapidité d'établissement du courant dans le circuit équivalent inductif. Les circuits de commande sont, en général, intégrés.

**Commande des actionneurs linéaires.** Ce sont les électro-aimants polarisés. L'alimentation de l'enroulement est bipolaire et effectuée par un circuit intégré à sortie en pont.

## 6.2.2. EXEMPLES D'AMPLIFICATEURS POUR MOTEURS A COURANT CONTINU DE FORTES PUISSANCES

### 6.2.2.1. Convertisseur à redressement triphasé commandé

Nous donnons l'exemple du convertisseur utilisant 6 thyristors, réversible, 4 quadrants, de la société Alsthom Parvex (référence R6TXB). Le schéma de la figure 6.20 en donne le synoptique.

**Partie puissance**. Nous rappelons qu'un moteur-variateur est réversible lorsque :

— en période d'accélération ou de vitesse constante, la puissance électrique est fournie par le réseau,

— en période de décélération le moteur devient générateur et restitue de l'énergie au réseau (c'est un onduleur assisté).

Pour obtenir ce fonctionnement en 4 quadrants, il est nécessaire de contrôler et commander les deux sens de circulation du courant d'induit. On utilise alors les deux ponts à configuration anti-parallèle avec inductances de lissage (filtrage du courant). Le redressement est triphasé mono-alternance. Le courant pulsé de 150 Hz permet d'obtenir de bonnes régulations ainsi que des bandes passantes correctes (par rapport à la constante de temps importante des machines). Dans ce variateur réversible, un courant de circulation peut exister entre les deux ponts, ce qui supprime tout temps mort pour le courant moteur.

**Partie commande**. Cette partie, isolée galvaniquement du circuit de puissance, comprend :

— les circuits de déclenchement des thyristors de puissance,
— une boucle de régulation de courant par pont,
— une boucle de régulation du courant moteur,
— une boucle de vitesse à partir d'une génératrice tachymétrique.

La commande de l'ensemble est assurée par une tension de consigne ou référence.

**Caractéristiques générales.** Citons les principales :

— courant d'induit, 40 A, 60 A, 90 A, 120 A suivant le modèle utilisé,
— alimentation par transformateur triphasé 220 V ou 380 V,
— tension continue maximale, 210 V,
— gamme de vitesse de 1 à 20 000,
— bande passante, 35 Hz pour 90° de déphasage,
— protections en courant et survitesse.

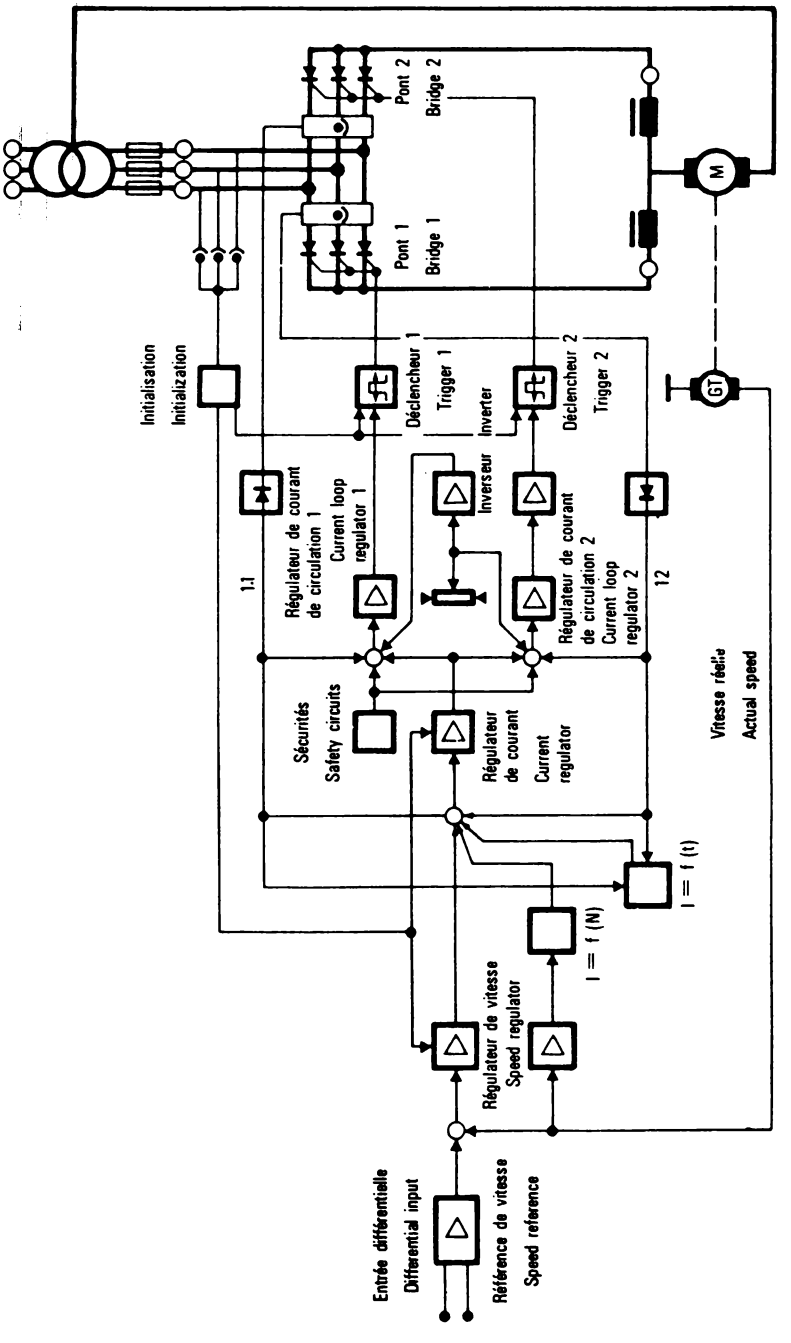



**Figure 6.20**

*(Document Alsthom Parvex)*

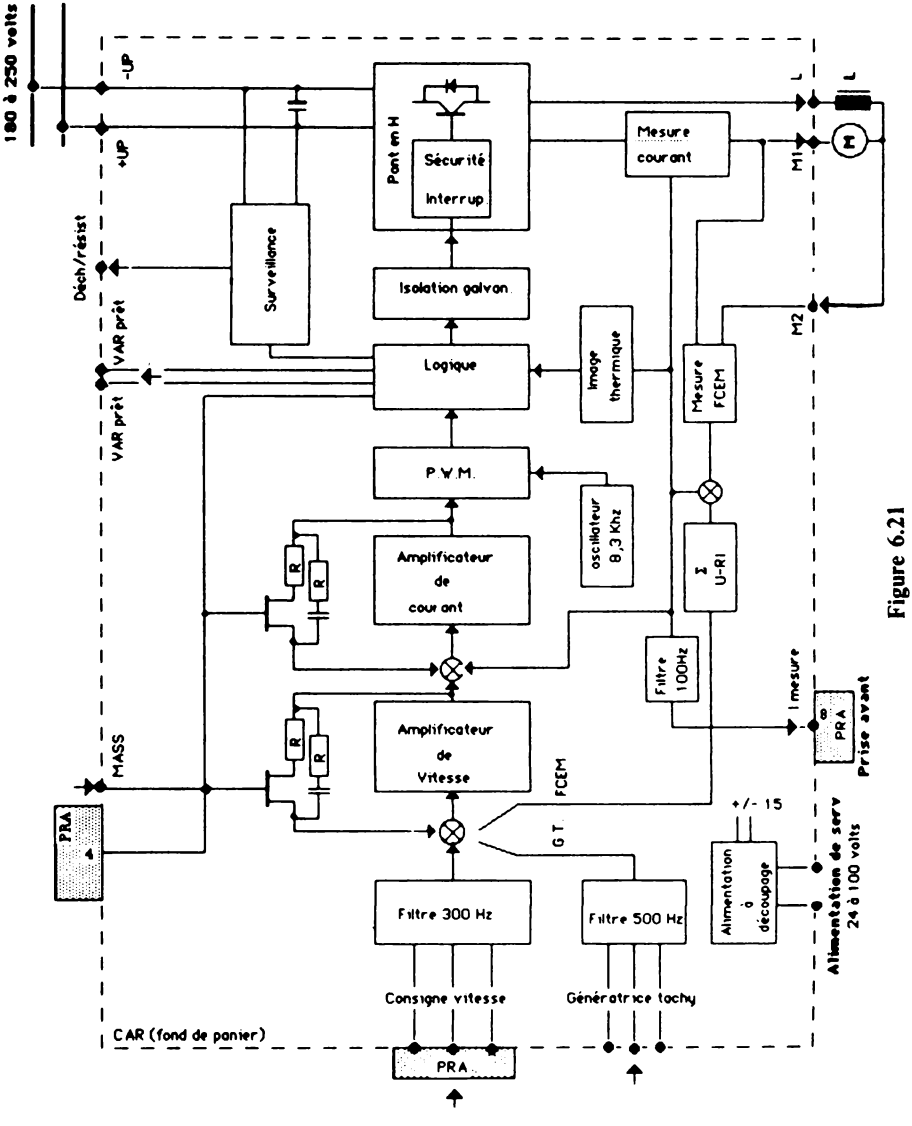



**Figure 6.21**
***(Document Infranor)***

### 6.2.2.2. Convertisseur à hacheur

Les hacheurs sont des convertisseurs continu-continu. Le synoptique représenté sur la figure 6.21 est celui d'une commande pour moteurs à courant continu de référence SMT, vendus par la société Infranor à Palaiseau. Les caractéristiques sont les suivantes :

— tension maximale, 150 à 220 volts,
— courant maximum, 10 à 80 ampères,
— fréquences de découpage, 4 à 18 kHz,
— gamme de vitesse de 1 à 3 000,
— self de lissage minimale, 1 mH.

Le circuit de puissance est constitué d'un pont en H dont les éléments de commutation sont des transistors bipolaires et des diodes de roue libre. Le circuit de commande présente une régulation en vitesse avec retour par génératrice tachymétrique ou de fem moteur et une régulation (protection) en intensité. L'oscillateur, dans ce cas, travaille à 8,3 kHz. De nombreuses sécurités sont prévues ($V_{CE}$ désaturation, court-circuit, surtension, thermiques...).

**Remarques**. Un des gros problèmes des hacheurs de puissance (qui sont à configuration en H ou en pont) est le bruit. En effet, la fréquence de hachage étant faible (quelques kilohertz) l'ondulation du courant apporte des vibrations mécaniques audibles. Une méthode de commande récente permet de doubler la fréquence d'ondulation et placer celle-ci en dehors de la réception auditive. Le principe utilisé est le suivant. Les transistors de la figure 6.22 sont commandés suivant le même principe que les commutateurs de la figure 6.23. La tension u aux bornes de l'ensemble moteur-inductance est

$$u = u_1 - u_2$$

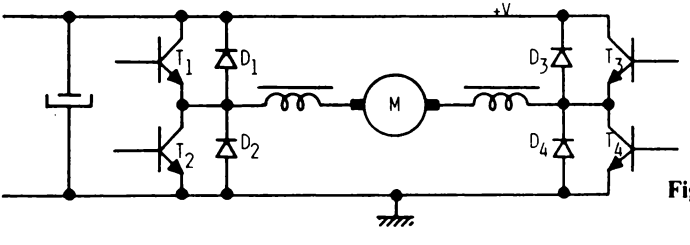



**Figure 6.22**

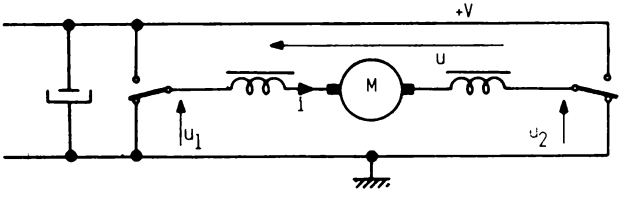



**Figure 6.23**

Ces tensions $u_1$, $u_2$, u et le courant i sont représentés sur la figure 6.24. Pour une fréquence de hachage f = 1/T, celle de l'ondulation du courant i est f ′ = 2 f. Ainsi pour f = 9 000 Hz, nous aurons f ′ = 18 000 Hz, fréquence inaudible.

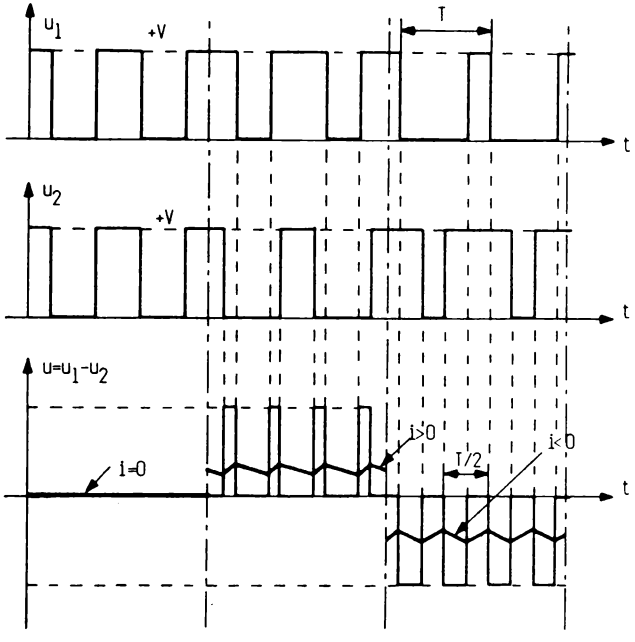



**Figure 6.24**

## 6.2.3. EXEMPLES D'AMPLIFICATEURS POUR MOTEURS A COURANT CONTINU DE FAIBLES PUISSANCES

Ce sont des moteurs dont la puissance est inférieure à quelques kilowatts. Leur alimentation s'effectue :

— soit directement par circuits intégrés spécifiques (quelques dizaines de watts),

— soit par ponts de transistors bipolaires ou MOS ou intégrés.

### 6.2.3.1. Amplificateurs à circuits intégrés linéaires

Ils sont peu utilisés à cause de leur rendement. On leur préfère les commandes en PWM. Quelques contraintes sont réclamées :

— bonne stabilité sur charge inductive,

— bonne stabilité thermique,
— très faible dérive d'offset,
— très bonne protection contre les court-circuits.

**Circuit pour régulation de vitesse LM 1014** (figure 6.25). C'est un circuit monolithique de chez National Semiconductor. Il permet de réguler directement la vitesse d'un moteur à courant continu sans utiliser de génératrice tachymétrique. La précision en vitesse est de l'ordre de 1 %. Le principe consiste à retrancher à la tension U aux bornes du moteur une tension $R_1 I$ soit

$$U - R_1 I = RI + k\Omega - R_1 I$$

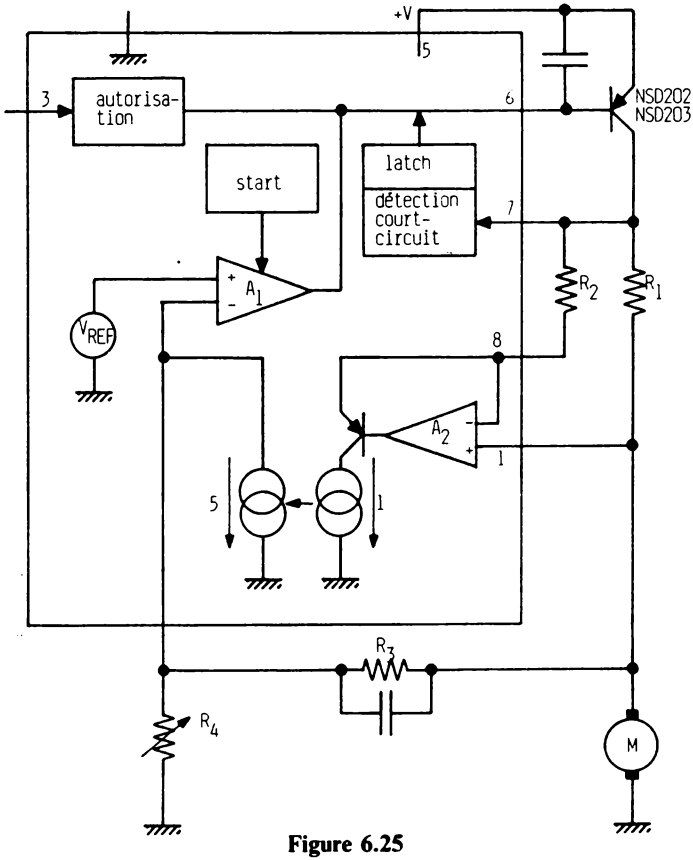



**Figure 6.25**

Pour $R_1 = R$, la tension kΩ issue de cette opération (qui représente l'image de la vitesse), est comparée à une tension de référence. L'erreur, amplifiée, pilote le transistor PNP extérieur au circuit intégré. Indiquons quelques caractéristiques :

— tension d'utilisation de 5 à 20 V,
— courant de sortie, 40 mA,
protection contre les court-circuits.

**Amplificateur opérationnel de puissance LM 12.** C'est aussi un circuit intégré de chez National Semiconductor. Il fait partie de la famille des amplificateurs opérationnels. Les caractéristiques électriques essentielles sont :

— tension totale d'alimentation, $V_+ - V_- = 80$ V,
— courant de sortie impulsionnel maximum, 13 A,
— puissance de sortie sur 4 Ω, 150 W ($\theta_b = 25$ °C),
— gain en tension, 50 000.

Nous indiquons sur la figure 6.26, un exemple d'asservissement de position permettant d'alimenter un moteur à courant continu de 24 − 28 V. L'amplificateur de puissance (alimenté entre ± 30 V) présente un gain en tension de 10. L'amplificateur-comparateur qui précède est alimenté par ± 15 V. Le réseau correcteur (souvent obligatoire) n'est pas représenté. Il serait inséré entre les deux circuits intégrés dans le cas où on désirerait différencier les fonctions.

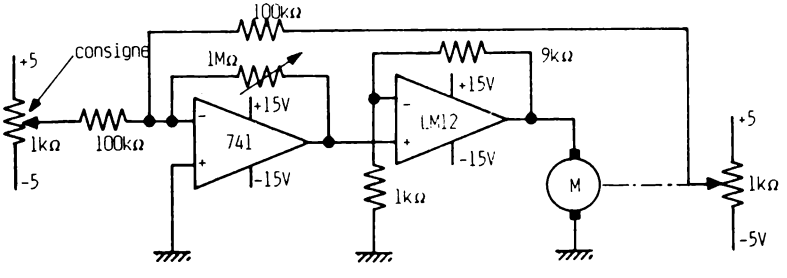



**Figure 6.26**

**Commande en courant.** Afin d'éviter les erreurs de phase apportées par l'inductance d'un moteur à courant continu, on pilote celui-ci en courant (figure 6.27). L'amplificateur de puissance LM 12 génère un courant à l'image

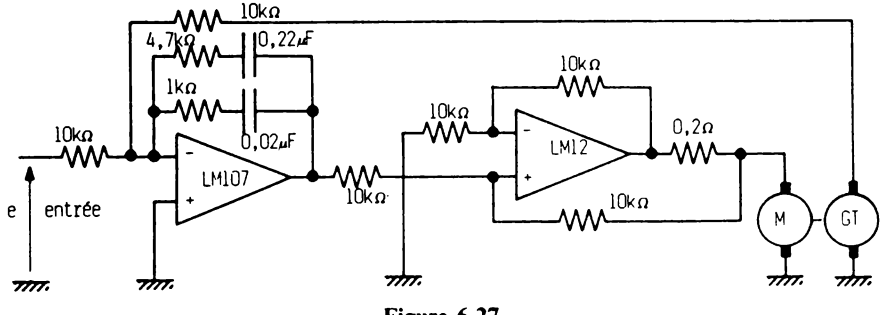



**Figure 6.27**

- bonne stabilité thermique,
- très faible dérive d'offset,
- très bonne protection contre les court-circuits.

**Circuit pour régulation de vitesse LM 1014** (figure 6.25). C'est un circuit monolithique de chez National Semiconductor. Il permet de réguler directement la vitesse d'un moteur à courant continu sans utiliser de génératrice tachymétrique. La précision en vitesse est de l'ordre de 1 %. Le principe consiste à retrancher à la tension U aux bornes du moteur une tension $R_1 I$ soit

$$U - R_1 I = RI + k\Omega - R_1 I$$

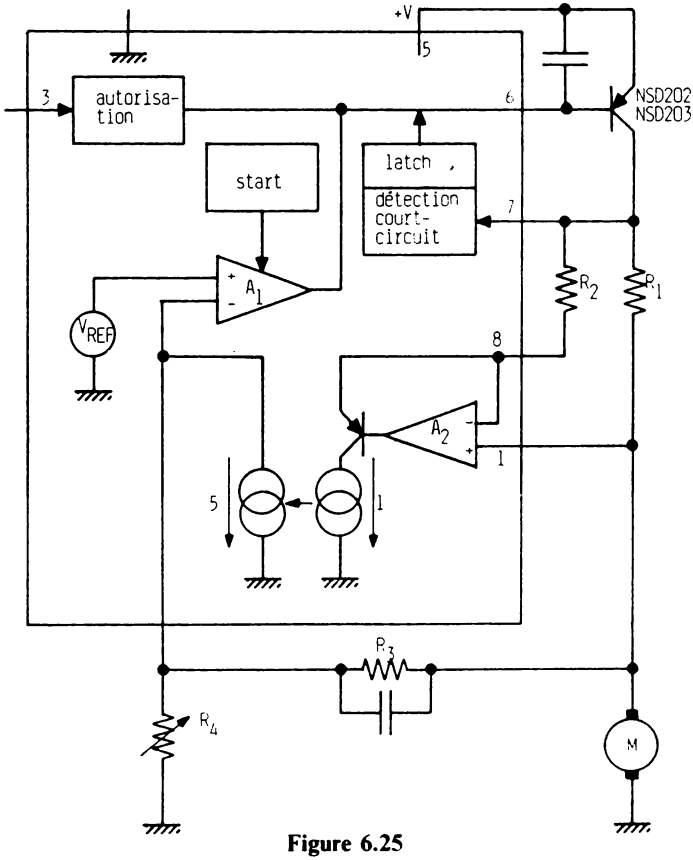



**Figure 6.25**

Pour $R_1 = R$, la tension kΩ issue de cette opération (qui représente l'image de la vitesse), est comparée à une tension de référence. L'erreur, amplifiée, pilote le transistor PNP extérieur au circuit intégré. Indiquons quelques caractéristiques :

tension d'utilisation de 5 à 20 V,
courant de sortie, 40 mA,
— protection contre les court-circuits.

**Amplificateur opérationnel de puissance LM 12.** C'est aussi un circuit intégré de chez National Semiconductor. Il fait partie de la famille des amplificateurs opérationnels. Les caractéristiques électriques essentielles sont :

— tension totale d'alimentation, $V_+ - V_- = 80$ V,
— courant de sortie impulsionnel maximum, 13 A,
— puissance de sortie sur 4 Ω, 150 W ($\theta_b = 25$ °C),
— gain en tension, 50 000.

Nous indiquons sur la figure 6.26, un exemple d'asservissement de position permettant d'alimenter un moteur à courant continu de 24 − 28 V. L'amplificateur de puissance (alimenté entre ± 30 V) présente un gain en tension de 10. L'amplificateur-comparateur qui précède est alimenté par ± 15 V. Le réseau correcteur (souvent obligatoire) n'est pas représenté. Il serait inséré entre les deux circuits intégrés dans le cas où on désirerait différencier les fonctions.

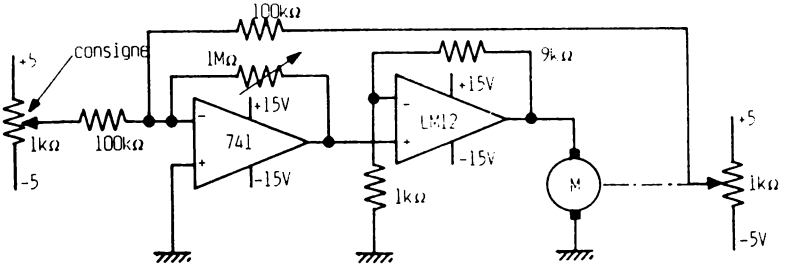



**Figure 6.26**

**Commande en courant.** Afin d'éviter les erreurs de phase apportées par l'inductance d'un moteur à courant continu, on pilote celui-ci en courant (figure 6.27). L'amplificateur de puissance LM 12 génère un courant à l'image

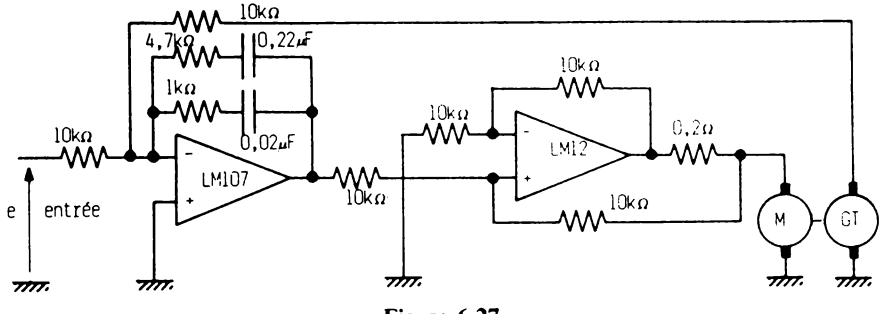



**Figure 6.27**

de la tension de sortie du montage qui le précède. L'ensemble est rebouclé et la vitesse de sortie est asservie à une tension d'entrée. Ce montage est issu de *Linear Applications Data Book*, National Semiconductor Corporation, 1986.

### 6.2.3.2. Amplificateurs hybrides

Ce sont des amplificateurs constitués d'un étage de puissance push-pull à éléments discrets et d'un circuit intégré de commande. La figure 6.28 représente un tel ensemble sans asservissement électromécanique. Seule la tension U du moteur est à l'image de la tension dentrée. Le transistor $T_1$ travaille en régime d'accélération et en régime permanent. $T_2$ n'intervient que pendant la décélération. Ce moteur ne peut tourner que dans un seul sens. Pour obtenir les deux sens de rotation, il faudrait alimenter l'amplificateur par deux tensions symétriques ou travailler avec une configuration en pont.

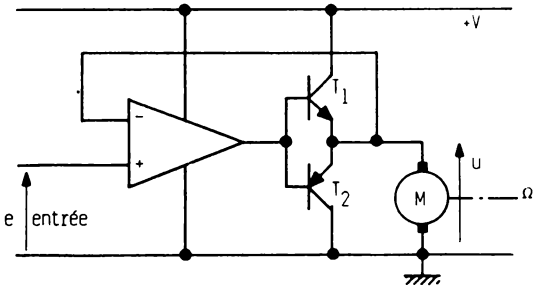



**Figure 6.28**

La fonction de transfert de l'ensemble amplificateur-moteur en chaîne directe est

$$\frac{\Omega(p)}{E(p)} = \frac{K}{1 + \tau_m p}$$

où K est le gain statique et $\tau_m$ la constante de temps mécanique du moteur plus la charge. Un exercice relatif à cet amplificateur est traité en fin de paragraphe.

### 6.2.3.3. Amplificateurs à circuits intégrés à découpage

Les circuits intégrés PWM arrivent, nombreux, sur le marché. Trois d'entre-eux sont présentés dans ce paragraphe et une grande partie des autres dans le chapitre 7.

**Circuit TCA 955 de chez Siemens.** C'est un circuit intégré en technologie bipolaire (boîtier DIP) permettant de réguler la vitesse (1 quadrant) d'un moteur à courant continu de très faible puissance. Il est constitué :

— d'un étage de commutation de sortie,
— d'un oscillateur,
— d'un comparateur et convertisseur PWM,
— d'un circuit de remise en forme du signal d'entrée,
— d'un indicateur de l'état de la tension d'alimentation,
— des circuits de protection.

Les caractéristiques sont :

— tension maximale d'alimentation, 16 V,
— courant maximum de sortie, 200 mA.

On trouve ses applications dans les magnétophones, caméras, enreg.streurs, etc.

La figure 6.29 indique un circuit de régulation sans oscillateur externe. Le moteur utilisé présente comme caractéristiques :

— tension nominale, 4,5 V,
— vitesse nominale, 2 200 tr/min,
— couple moteur, 2 mN . m,
— puissance électrique d'entrée, 0,6 W.

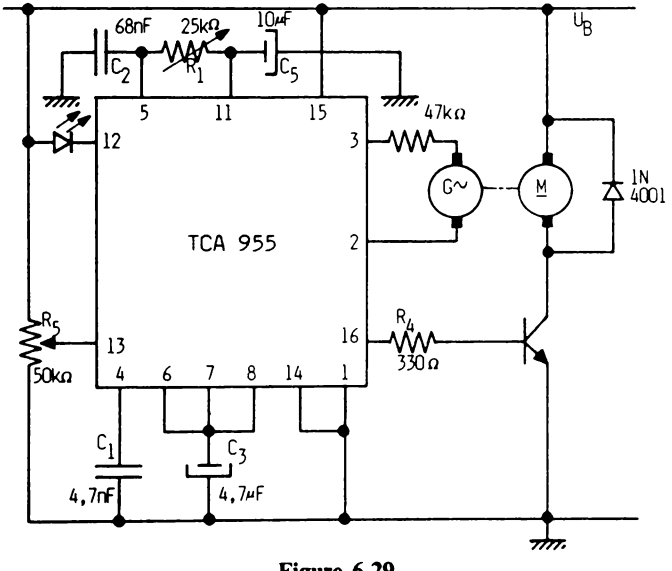



**Figure 6.29**

Le capteur de vitesse est un alternateur tachymétrique 6 pôles.
(Sources : *ICS for Industrial Electronics Data Book*, Siemens, 1987/88 ; revue EMI, 15-5-76, p. 221).

**Circuit L 292 de chez SGS.** Il a été présenté dans l'ouvrage *Electronique industrielle* de la même collection. Il permet de piloter, en commutation, des moteurs à courant continu de 60 W équipés d'une génératrice tachymétrique. Ses caractéristiques limites sont :

— tension d'alimentation, 36 V,
— courant de sortie, 2,5 A,
— puissance dissipée, 25 W (à $\theta_b$ = 75 °C).

Le schéma de la figure 6.30 indique le synoptique interne du circuit et les éléments minimum extérieurs. On rencontre :

— le réglage de la fréquence,
— le circuit de blocage de l'ensemble,
— les résistances parcourues par le courant dans chaque branche de l'étage de puissance,
— le réseau permettant la contre-réaction en courant.

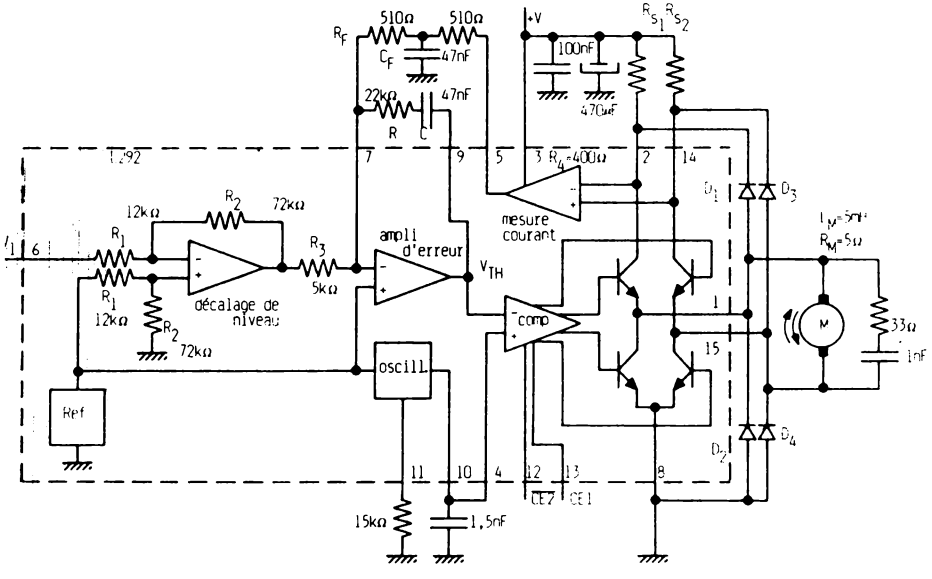



**Figure 6.30**

La capacité de 1,5 nF permet d'obtenir **un temps mort de commutation** afin d'interdire la superposition de conduction des transistors de puissance.

Le schéma fonctionnel de l'ensemble est indiqué sur la figure 6.31.

Dans le cas d'un asservissement de vitesse, on associe au moteur une génératrice tachymétrique. Sa tension est comparée à une tension analogique de commande. Le schéma de cet ensemble est représenté sur la figure 6.32.

(Source : Motion Control, *Application Manual*, January 1987, SGE, revendeur RTF - Gentilly).

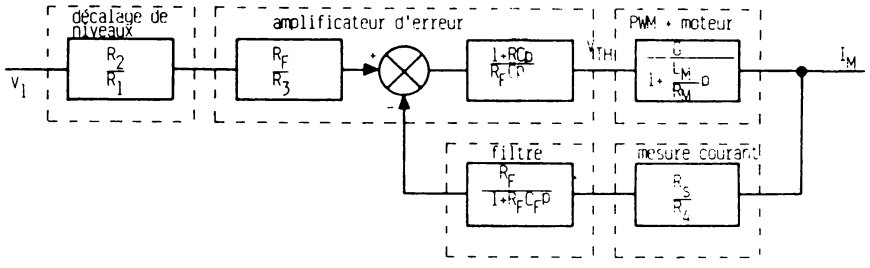



**Figure 6.31**

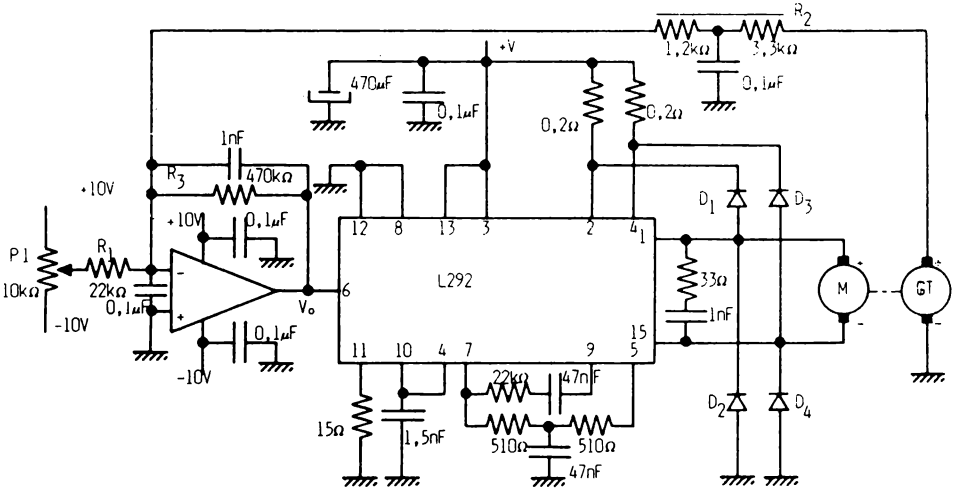



**Figure 6.32**

**Circuit de puissance PWM.** La figure 6.33 représente un circuit en pont à transistors MOS de puissance, canal N (référence L 6203 de chez SGS).

Les caractéristiques essentielles sont :

— tension d'alimentation maximale, 60 V,
— tension de commande, 7 V,
— courant continu de sortie, 3 A,
— courant crête maximum, 5 A,
— puissance dissipée, 25 W.

Ce circuit compatible TTL permet d'alimenter des moteurs à courant continu ou des moteurs pas à pas. De nombreux ponts intégrés existent sur le marché. Ils sont, soit à transistors bipolaires, soit à MOS de puissance.

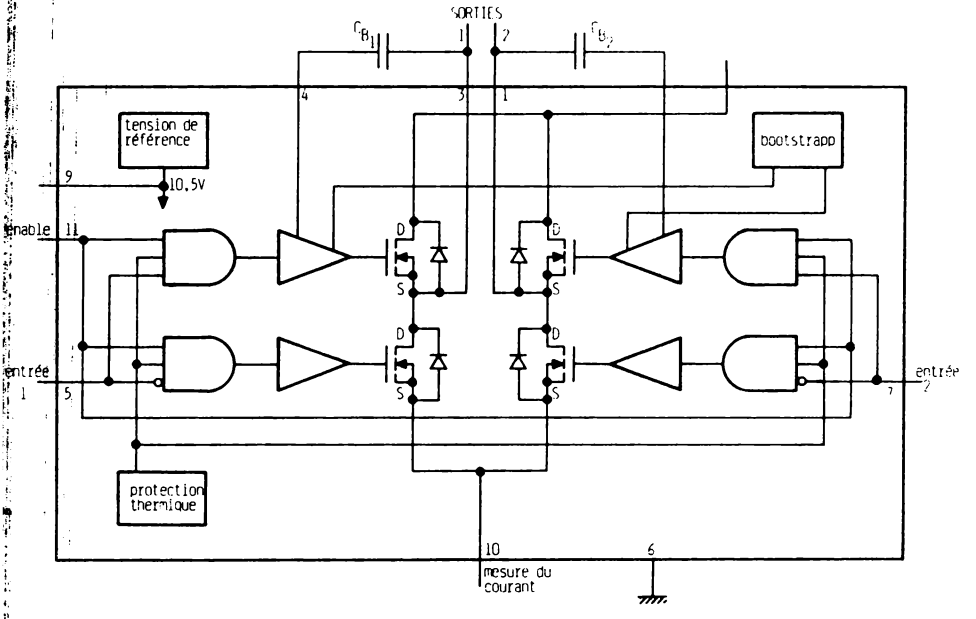



**Figure 6.33**

### 6.2.3.4. Amplificateurs pilotés par microprocesseur

C'est une technique moderne qui est vouée à un bon avenir car elle est presque entièrement numérisée. L'élément central est un microprocesseur ou un miniordinateur. Les seules parties analogiques sont :

— l'étage de puissance fonctionnant en régime de commutation,

— le capteur de vitesse ou de position.

Il n'est pas exclu de voir rapidement apparaître ce principe dans les systèmes numérisés audiofréquences. Nous présentons deux exemples d'applications pour asservissements de vitesse ou de position dans le cas des moteurs à courant continu.

**Circuits L 290, L 291, L 292** de chez SGS. Le synoptique d'un tel ensemble est représenté sur la figure 6.34. Les éléments fondamentaux sont :

— un microprocesseur recevant les informations de vitesse ou de position et commandant l'étage de sortie,

— le circuit L 292 déjà présenté qui convertit un courant en signal PWM,

— le circuit L 291 qui transforme les données numériques venant du microprocesseur en courant analogique,

— le circuit L 290 qui convertit les informations venant du codeur optique en informations numériques (sens de rotation, vitesse).

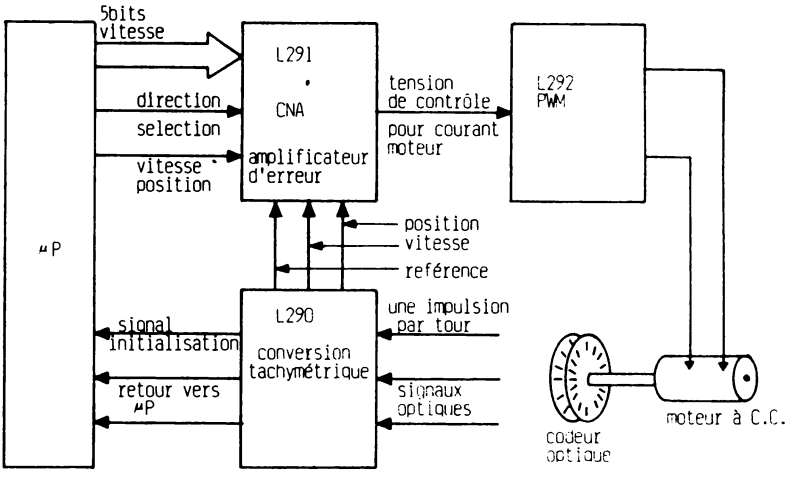



**Figure 6.34**

Le codeur optique fournit :

— deux signaux quasi sinusoïdaux déphasés l'un par rapport à l'autre de ± 90°. Ils indiquent la vitesse et le sens de rotation.

— un signal impulsionnel par tour permettant de donner la position absolue lors de l'initialisation. Indiquons quelques références de fabricants de codeurs optiques : Sensor Technology STRE 1601 et les sociétés Sharp et Eleprint.

Le schéma de principe de l'ensemble convertisseur numérique analogique et circuit PWM est indiqué sur la figure 6.35.

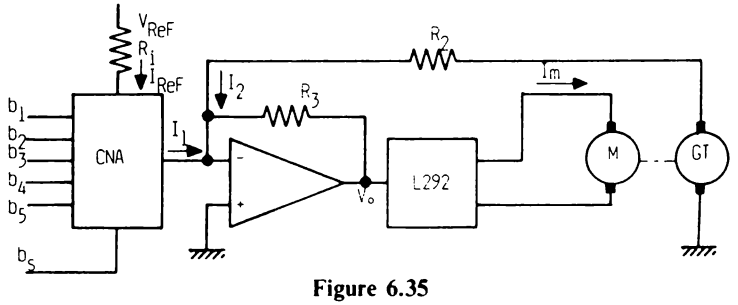



**Figure 6.35**

(Source : *Motion Control Application Manual*, janvier 1987, SGS, revendeur RTF, Gentilly).

**Circuits IXDP 610 et IXSE 501** de chez IXYS. Le synoptique d'utilisation de ces circuits est indiqué sur la figure 6.36.

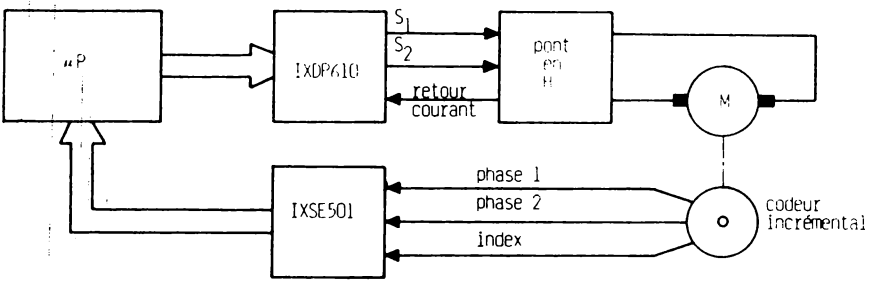



**Figure 6.36**

Le pont de puissance est à transistors bipolaires ou MOS intégrés avec leur logique de commande (du type L 6203 vu précédemment). Il doit être pourvu d'une résistance parcourue par le courant principal afin de donner une information de retour pour la sécurité.

Le circuit IXDP 610 est un modulateur digital (DPWM) programmable. Il est en technologie CMOS et compatible avec la plupart des microprocesseurs ou des circuits périphériques. Le signal PWM résulte d'une comparaison de la largeur de l'impulsion de sortie d'un compteur et d'un nombre binaire stocké dans une mémoire. **Le temps mort de commande des transistors de puissance est programmé de 0 à 14 cycles d'horloge** en fonction de la technologie utilisée (bipolaire, MOS...). La fréquence de découpage peut varier de 0 à 200 kHz.

Le circuit IXSE 501 est un circuit d'interface entre le codeur optique identique à celui présenté précédemment et le microprocesseur.

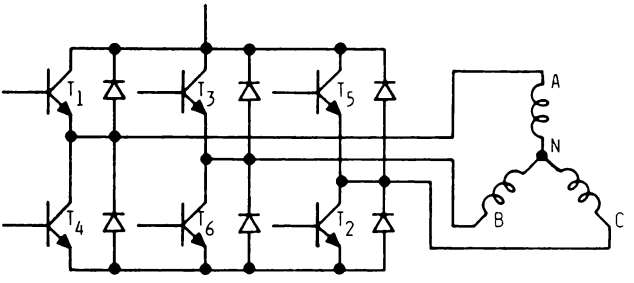
(Source : *Documentation IXYS Corporation*, 1986, revendeur RTF - Gentilly).

## 6.2.4. EXEMPLE D'AMPLIFICATEUR POUR MOTEUR SYNCHRONE AUTO-PILOTÉ

Rappelons qu'un moteur synchrone auto-piloté est encore appelé moteur sans balai. Il comprend :

— un stator triphasé bobiné,
— un rotor à aimants permanents représentant les pôles inducteurs,
— un capteur de position du rotor par rapport au stator.

Le schéma de principe, ainsi que la forme des courants et tensions, sont donnés sur la figure 6.37. Trois branches de transistors alimentent en commutation PWM les trois phases du stator de manière à assurer le couple maximum en régime permanent et la valeur nécessaire au couple d'accélération (ou de décélération).



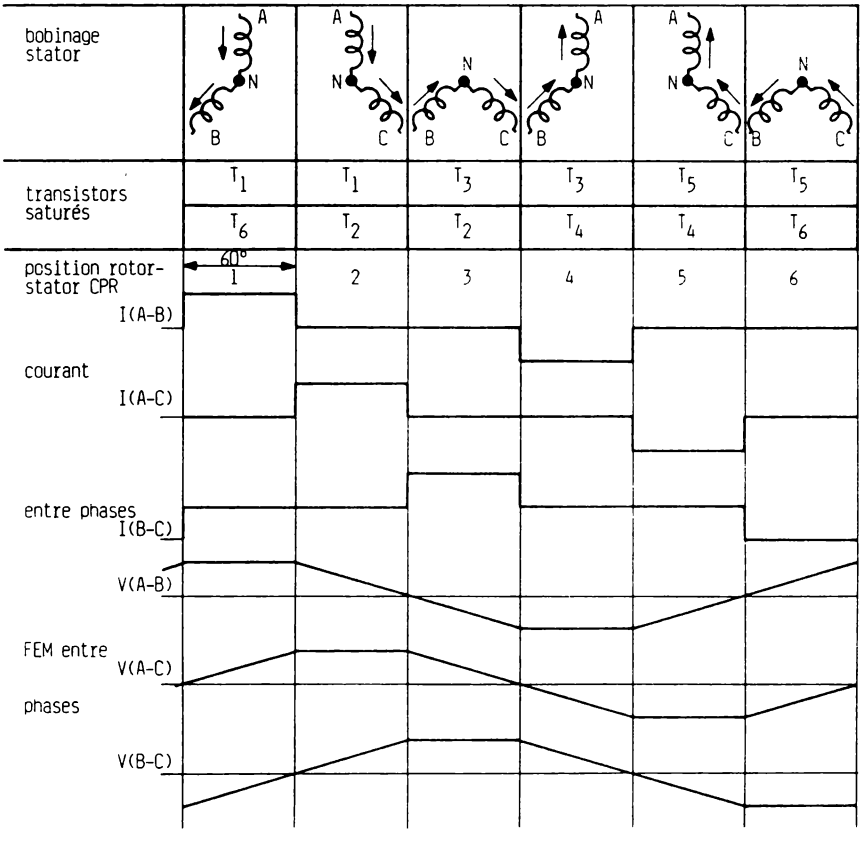




**Figure 6.37**

Ces moteurs présentent les avantages suivants :

— rapport couple nominal - inertie élevé,
— accélérations élevées,
— moteurs robustes,
— encombrement réduit.

Un exemple de commande est représenté sur le schéma de principe de la figure 6.38 (*Document Parvex*, Société Alsthom, moteur LC et électronique BTR). On trouve les éléments suivants :

— un redresseur triphasé et filtrage,

— un convertisseur à transistors assurant la répartition des courants dans les bobinages du stator,

— une logique de commande pilotée par la position du capteur CPR (capteur de position relative) donnant une information constante pendant 60° de rotation,

— une régulation de vitesse et de position.

Les systèmes peuvent être multi-axe, alors les modules électroniques sont conçus en conséquence. Donnons quelques performances :

— gamme de vitesse de 1 à 10 000,

— dérive totale en température $< \pm 1{,}5^{0}/_{000}$ tr/min. par °C,

— temps de montée en courant, 1 ms,

— fréquence du premier harmonique, 7 kHz,

— bande passante, 200 Hz pour un déphasage de 90°.

De nombreux moteurs sont disponibles ; citons en deux, aux caractéristiques extrêmes :

LC 310 TH : couple nominal, 0,8 Nm, vitesse nominale, 600 tr/min, courant nominal, 2,5 A, constante de temps mécanique, 2,9 ms, masse totale, 3 kg.

LC 840 TF : couple nominal, 30 Nm, vitesse nominale, 2 200 tr/min, courant nominal, 37,2 A, constante de temps mécanique, 1,06 ms, masse totale, 33,5 kg.

La tension d'alimentation est de 260 volts.

**Remarques**

— De nombreux articles traitent ce sujet. Une revue particulièrement spécialisée est *Électronique de puissance*.

— Le convertisseur de puissance peut être à transistors bipolaires, à transistors MOS, à pont intégrés bipolaires ou MOS.

— L'électronique de contrôle peut être à logique cablée, à logique microprogrammée ou à circuits intégrés spécialisés (par exemple le circuit LS 7261 de chez LSI Computeur Systems Incorporation représenté par ISC - Suresnes).

## 6.2.5. EXEMPLE D'AMPLIFICATEUR POUR MOTEUR ASYNCHRONE

Pour faire varier la vitesse de rotation d'un moteur asynchrone dans une large gamme, on utilise un convertisseur de fréquence appelé encore PWM. Ce principe couramment rencontré permet de fournir aux enroulements

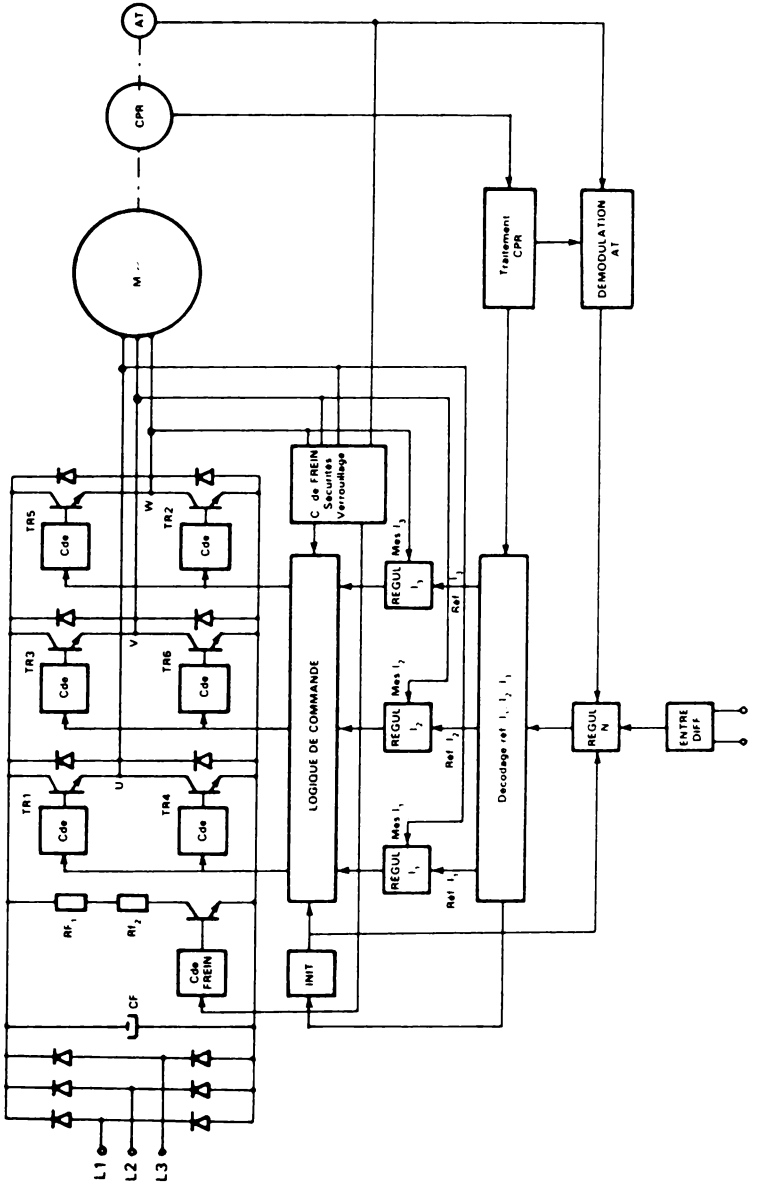



**Figure 6.38**
*(Document Alsthom Parvex)*

statoriques de la machine une onde quasi sinusoïdale. Il y a aussi lieu de faire varier sa valeur efficace afin de ne pas saturer le circuit magnétique de la machine. Là aussi, de nombreux articles et ouvrages traitent ce sujet.

Le circuit de puissance, pour un moteur triphasé, est constitué comme dans le cas du moteur sans balai de trois branches à transistors bipolaires MOS ou pont intégrés.

Nous allons présenter les éléments principaux d'un convertisseur de fréquence décrit dans la revue *Électronique de puissance* n° 18, p. 72.

La figure 6.39 représente le circuit de puissance et de commande d'une branche de transistor SIP MOS FRED de référence BUZ 211. Ces transistors supportant une tension importante, présentent des temps de commutation inférieurs à la microseconde, leur résistance directe est faible. Ils sont pourvus d'une diode inverse (*fast recovery epitaxial diode*). Ce type de commande ressemble à un des circuits présentés au chapitre 3.

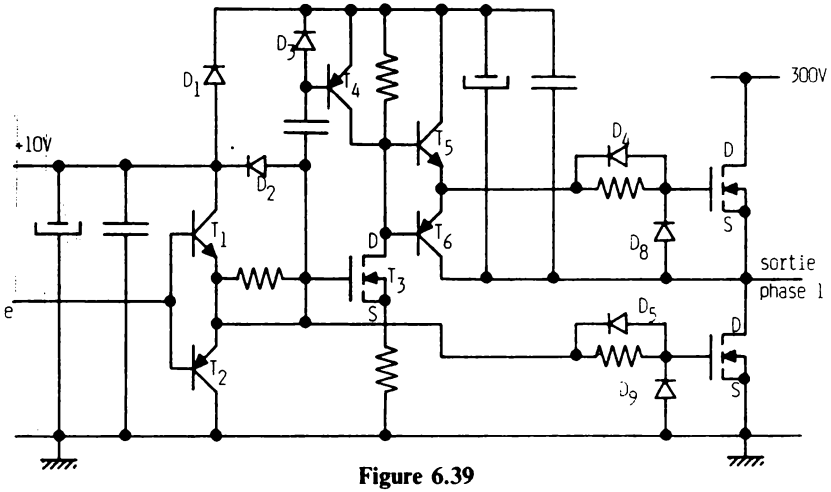



**Figure 6.39**

Le contrôle de l'ensemble des circuits de puissances est réalisé avec un circuit intégré SLE 4520 de chez Siemens. Il reçoit les instructions d'un microcontrôleur, en l'occurence le SAB 8051. L'originalité de ce circuit SLE 4520 est de pouvoir faire varier la fréquence de 0 à 600 Hz donc la vitesse de rotation de 0 à 36 000 tr/mn ainsi que de régler l'amplitude du signal.

Ce type de convertisseur permet d'alimenter les moteurs triphasés de pompes, ventilateurs, machines outils, robots, machines à laver, etc., avec un coût relativement réduit.

## 6.2.6. EXEMPLE D'AMPLIFICATEUR POUR MOTEURS PAS A PAS

De nombreux fabricants fournissent des circuits intégrés pour commander des moteurs pas à pas (*stepper motor*). L'étage de puissance est un étage en pont (double push-pull).

Nous avons choisi de présenter les circuits TCA 1 560 et 1 561 de chez Siemens. La figure 6.40 représente un moteur pas à pas à deux enroulements bipolaires pilotés chacun par un circuit. La table de vérité pour chacun d'eux fait apparaître un état haute impédance.

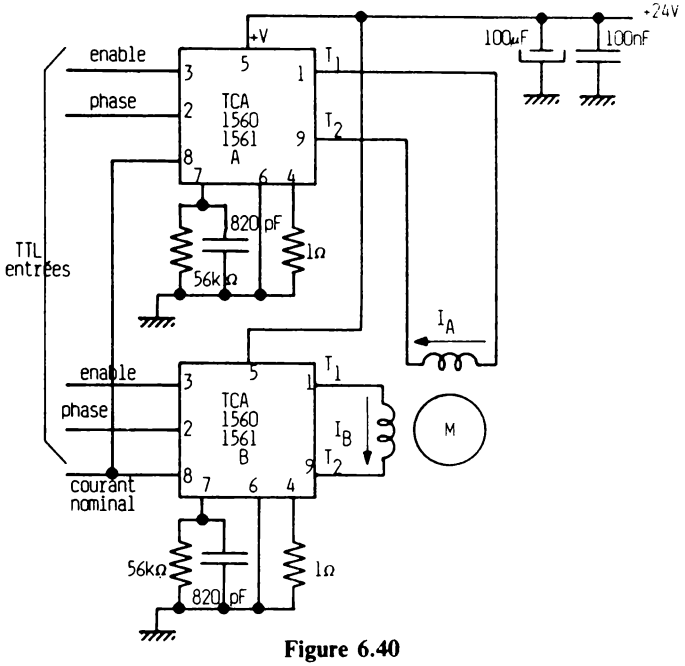



**Figure 6.40**

Les caractéristiques maximales de ces circuits sont :
— TCA 1560, tension d'alimentation, 45 V, intensité de sortie, 1 A,
— TCA 1561, tension d'alimentation, 45 V, intensité de sortie, 2 A.

## 6.2.7. EXEMPLE D'AMPLIFICATEUR POUR ACTIONNEUR LINÉAIRE

On considère comme actionneur linéaire, les électro-aimants. On trouve ceux-ci soit en robotique soit en péri-informatique (mécanismes d'imprimantes...). Ces actionneurs imposent une grande rapidité de commande. Il faut

donc les exciter avec une tension d'alimentation importante afin d'obtenir une montée en courant rapide. Puis en régime permanent, les commander en PWM. La société SGS présente le circuit L 294 spécialement conçu à cet effet. Il permet de piloter un solénoïde sous 46 V et une intensité maximale de 4 A. Un exemple de commande est indiqué sur la figure 6.41. L'entrée $V_i$ limite l'intensité dans la charge. Lorsque cette intensité est atteinte le circuit fonctionne en PWM.

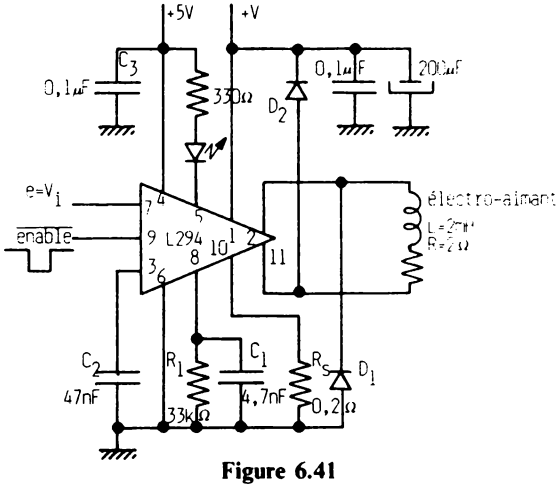



**Figure 6.41**

## 6.2.8. AMPLIFICATEURS « EN VOIE DE DISPARITION »

Quoique ayant disparu dans les bureaux d'études, ces amplificateurs sont encore présents dans certains équipements.

### 6.2.8.1. Amplificateurs magnétiques

Le schéma de la figure 6.42 en donne le principe simplifié. Le circuit de puissance alimenté par le secteur fournit à la charge de l'énergie. Celle-ci est

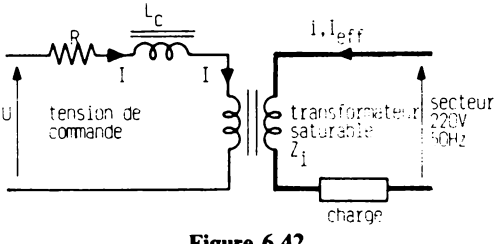



**Figure 6.42**

modulée par la variation d'impédance de l'enroulement forte intensité du transformateur.

Le circuit de commande constitué d'une résistance R, d'une « inductance de choc » $L_c$ (elle présente une impédance infinie pour les variations du circuit de puissance) et de l'enroulement faible intensité du transformateur, permet de déplacer le « point de repos magnétique » de celui-ci. Donnons deux exemples :

— si I = 0 (U commande = 0), le circuit magnétique n'est pas saturé, l'impédance $Z_i$ est très grande et le courant dans la charge, négligeable.

— si $I \neq 0$ et tel que le circuit magnétique est saturé, alors $Z_i$ est très faible et le courant dans la charge maximum.

En réalité, un amplificateur magnétique complet permet d'obtenir des tensions aux bornes de la charge de forme quasi identique à un montage à redressement commandé (montage à thyristors).

Cet amplificateur a longtemps été préféré à cause de sa robustesse (équipements des bateaux). Il est maintenant presque totalement abandonné.

### 6.2.8.2. Amplificateur Ward-Léonard

On le rencontre encore comme commande des moteurs à courant continu pour ascenseurs. Son principe est indiqué sur la figure 6.43. Un moteur asynchrone alimenté par le secteur triphasé entraîne une génératrice à courant continu qui, elle-même, alimente un moteur à excitation constante. En faisant varier la tension de commande U, les paramètres $I_e$, I et $\Omega$ varient presque linéairement. On est bien en présence d'un amplificateur de puissance (commande de moteur) piloté par un petit courant.

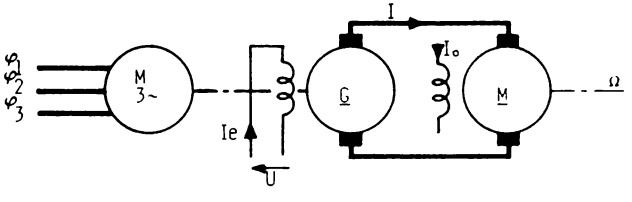



**Figure 6.43**

## 6.2.9. EXERCICES

***Exercice* 1.** L'amplificateur de la figure 6.28 constitué d'un amplificateur opérationnel et d'un étage push-pull, est alimenté par une tension V = 24 volts. Les caractéristiques du moteur à courant continu sont $U_n$ = 24 V, vitesse de rotation = 2 400 tr/min à vide, intensité de démarrage voisine

de zéro, et résistance interne R = 20 Ω. L'amplificateur opérationnel se sature à ± 13 V lorsqu'il est alimenté par ± 15 V et la tension de seuil de la jonction base-émetteur des transistors est 0,6 V.

— Déterminer la constante k du moteur en considérant le courant à vide négligeable.

— Toujours à vide, quelles sont les vitesses maximales de rotation ?

— On soumet au moteur alimenté par la tension maximale un couple résistant $\Gamma_r$ = 0,0475 Nm. Quelle est la nouvelle vitesse de rotation, l'intensité absorbée, la puissance fournie à la charge et la puissance dissipée dans les transistors ?

— Quelle est la puissance dissipée dans le transistor $T_1$ lorsque

$$U = 12 \text{ V}$$

et un couple résistant $\Gamma_r$ identique au précédent ? Quelle est la vitesse de rotation dans ce nouveau cas ?

**Solution**

**Constante du moteur.** L'équation électrique s'écrit

$$U = RI + E = RI + k_e\Omega$$

avec $k_e$ constante de force électromotrice. Comme le courant I est voisin de zéro à vide, la relation précédente devient

$$U = k_e\Omega$$

Alors

$$k_e = \frac{U}{\Omega} = \frac{24}{\frac{2\pi \cdot 2\,400}{60}} = \frac{0{,}6}{2\pi} = \mathbf{0{,}095}$$

Cette valeur est aussi celle de $k_c$, constante de couple : $k = k_e = k_c$.

**Vitesse maximale de rotation.** La tension de « déchet » interne à l'amplificateur opérationnel étant de 2 volts, la tension maximale que l'on peut obtenir aux bornes du moteur devient

$$U = 24 - (2 + 0{,}6) = 21{,}4 \text{ V}$$

Comme la vitesse de rotation est proportionnelle à la tension d'alimentation, on a, au maximum, N = 2 140 tr/min. Le minimum de tension obtenue vaut

$$U = 2 - 0{,}6 = 1{,}4 \text{ V}$$

Pour une tension d'entrée nulle, le moteur qui devrait être arrêté, tourne à une vitesse de 140 tr/min. Arrêter celui-ci reviendrait :

— soit à alimenter en négatif l'amplificateur opérationnel, mais il faudrait limiter le courant de base du transistor,

— soit à ajouter des « seuils » en série avec le moteur, entre celui-ci et la masse (par exemple 2 diodes en direct et une en inverse).

**Valeurs en charge.** La constante de couple nous permet de déterminer l'intensité absorbée

$$\Gamma_r = \Gamma_m = kI$$

dont

$$I = \frac{\Gamma_m}{k} = \frac{0{,}0475}{0{,}095} = 0{,}5 \text{ A}$$

La chute de tension dans la résistance du moteur est

$$RI = 10 \text{ V}$$

L'équation électrique devient

$$21{,}4 = 10 + k\Omega = 10 + 0{,}095 \cdot \frac{2\pi N}{60}$$

soit une vitesse de rotation de

$$N \simeq \mathbf{1\,140 \text{ tr/min}}$$

La puissance fournie à la charge est

$$P = \Gamma_m \Omega = 0{,}045 \cdot \frac{2\pi \cdot 1\,140}{60} = \mathbf{5{,}37 \text{ W}}$$

valeur que l'on aurait pu définir à partir de la puissance électromagnétique EI soit

$$P = (U - RI)I = \mathbf{5{,}7 \text{ W}}$$

La différence entre ces deux valeurs est liée aux calculs approchés.

La puissance dissipée dans la machine, $RI^2 = 5$ W, rend compte du mauvais rendement du moteur. La puissance dissipée dans le transistor $T_1$ vaut

$$P_1 = V_{CE} I_C = (24 - 21{,}4)\,0{,}5 = \mathbf{1{,}3 \text{ W}}$$

alors que celle dans $T_2$ est nulle. Rappelons que ce transistor n'intervient que pendant les phases de décélération. En effet, le moteur devient générateur, le courant s'inverse et circule grâce à $T_2$ permettant une décélération correcte sinon celle-ci ne serait due qu'aux frottements.

**Fonctionnement à mi-tension**. Pour U = 12 V, la puissance dissipée dans le transistor $T_1$ est

$$P_1 = V_{CE} I_C = 12 \cdot 0{,}5 = \mathbf{6 \text{ W}}$$

car le courant est identique au cas précédent. La nouvelle vitesse de rotation devient N = 200 tr/min.

**Remarque. Le calcul de la puissance dissipée dans le transistor principal $T_1$ indique que celui-ci doit être un transistor de puissance monté sur radiateur.**

***Exercice* 2.** Un moteur à courant continu (à aimants permanents) de puissance moyenne est alimenté par un amplificateur à découpage PWM suivant le schéma de la figure 6.44. Ses caractéristiques sont :

— résistance interne R négligeable,

— inductance totale (interne et externe) L = 0,01 H. La source d'alimentation est de 24 V et la fréquence de découpage 3 kHz.

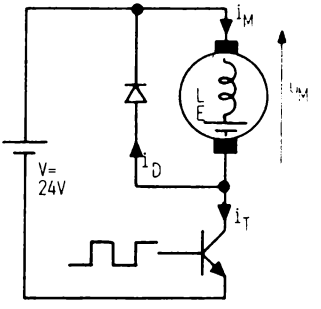



**Figure 6.44**

Déterminer la valeur de la fem ou tension moyenne aux bornes du moteur, le rapport cyclique $t_{on}/T$ de commande, la forme du courant $i_M$ et la valeur de son ondulation $\Delta i_M$ si, pour un couple de fonctionnement de 1 Nm, la vitesse de rotation est 765 tr/min ? Quelle doit être la valeur minimale de la résistance R pour que celle-ci soit d'influence négligeable ?

Avec un même rapport cyclique de commande, le couple résistant est nul. Que deviennent le courant et la vitesse de rotation ?

**Solution**

Nous pouvons déduire directement la valeur de la tension moyenne ou fem $E \simeq U_m$ puisque $R \simeq 0$

$$U_m = k\Omega = 0{,}2 \cdot \frac{2\pi \cdot 765}{60} = \mathbf{16\ V}$$

et du courant moyen

$$I_{moy} = \frac{\Gamma_m}{k} = \frac{1}{0{,}2} = \mathbf{5\ A}$$

A partir de la tension moyenne, on en déduit le rapport cyclique de commande $t_{on}/T$ car

$$U_m = U \cdot \frac{t_{on}}{T}$$

soit

$$\frac{t_{on}}{T} = \frac{U_m}{U} = \frac{16}{24} = \frac{2}{3} = 0{,}66$$

Sachant que la résistance du moteur est négligée, l'évolution du courant se fait suivant des rampes et est représentée sur la figure 6.45. Celui-ci varie entre la valeur maximale $I_M$ et la valeur minimale $I_m$ ($\Delta i_M = I_M - I_m$). Lorsque le transistor est saturé, pendant l'intervalle de temps $t_{on}$, nous avons

$$L\frac{di}{dt} = V - E = 24 - 16 = 8$$

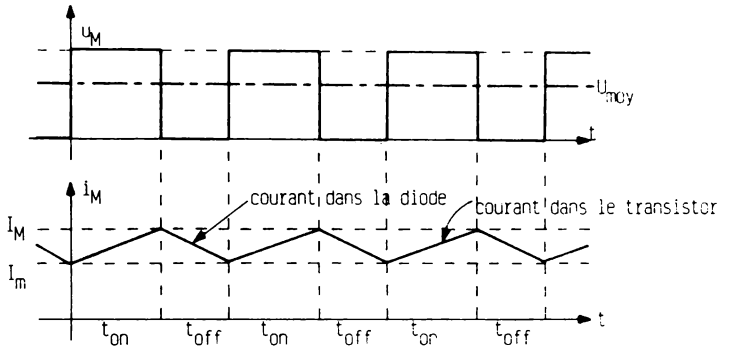



**Figure 6.45**

soit

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_M - I_m}{t_{on}} = \frac{8}{0{,}01} = 800 \text{ A/s}$$

Pour une fréquence de 3 kHz, la période T vaut 333 µs, $t_{on}$ = 222 µs et $t_{off}$ = 111 µs.

Donc

$$I_M - I_m = 800 \,.\, 2{,}22 \,.\, 10^{-6} = 1{,}7 \,.\, 10^{-3} = \mathbf{1{,}7\ mA}$$

Nous pouvons vérifier que cette différence de courant est la même lorsque le transistor est bloqué. Nous avons alors

$$L\frac{di}{dt} = -E = -16$$

soit

$$\frac{di}{dt} = -\frac{E}{L} = -1\,600 = \frac{I_m - I_M}{t_{off}}$$

alors

$$I_M - I_m = 1\,600 \,.\, 1{,}11 \,.\, 10^{-6} = 1{,}7 \,.\, 10^{-3} = 1{,}7 \text{ mA}$$

Serait-il bien nécessaire de déterminer $I_M$ et $I_m$ ? La valeur trouvée nous indique que le courant, de valeur moyenne $I_{moy}$ = 5 A, ondule de 1,7 mA.

Si toutefois nous voulions obtenir, avec rigueur, les valeurs extrêmes $I_M$ et $I_m$, nous utiliserions les deux équations

$$\frac{I_M + I_m}{2} = I_{moy}$$

et

$$I_M = I_m + \frac{di}{dt} \,.\, t_{on}$$

avec $\dfrac{di}{dt}$ = 800 A/s dans notre cas.

La résolution de ce système de deux équations à deux inconnues permet d'arriver au résultat.

La valeur minimale de R est définie suivant deux critères :

il faut une constante de temps $\tau$ très grande devant T, période de découpage,

il faut une chute de tension résistive négligeable, sinon, pour une même fem (en relation directe avec la vitesse de rotation), la tension moyenne du moteur devient

$$U_m = RI_{moy} + E$$

$\left(\text{relation qui modifie le rapport cyclique } \frac{t_{on}}{T}\right)$.

Ainsi pour le premier critère

$$\tau \gg T \quad \text{devient} \quad \frac{L}{R} \gg T \quad \text{et} \quad R \ll \frac{L}{T}$$

$$R \ll \frac{0{,}01}{3{,}3.10^{-4}} \quad \text{soit} \quad \mathbf{R \ll 30\ \Omega}$$

et pour le deuxième

$$RI \ll E \quad , \quad R \ll \frac{E}{I_{moy}} \quad , \quad R \ll \frac{16}{5} \qquad \mathbf{R \ll 3{,}2\ \Omega}$$

La règle du dixième nous donne

$$\mathbf{R \leqslant 0{,}32\ \Omega}$$

Pour un rapport cyclique de 0,66, la tension moyenne aux bornes du moteur est toujours

$$U_m = V\frac{t_{on}}{T} = 16\ V$$

Comme la chute de tension dans la résistance R est négligée, la vitesse de rotation est toujours

$$\mathbf{N = 765\ tr/min}$$

C'est ce qui prouve la constance de vitesse d'un moteur à aimants permanents (excitation shunt). **Le courant est alors nul.**

**Remarque**. Dans le cas où la résistance R intervient, le courant varie exponentiellement. Comme la fréquence de découpage est telle que $\tau_m \gg T$, on ne tient compte, que des variations linéaires de ce courant (tangentes à l'origine). Si tel n'était pas le cas, il faudrait utiliser la relation

$$i_M = Ae^{-\frac{t}{\tau_m}} + B$$

avec A et B, constantes définies à partir des conditions initiales et finales.

## 6.3. AMPLIFICATEURS D'INSTRUMENTATION

On regroupe dans cette rubrique les amplificateurs industriels précis et rapides. Ils présentent une grande bande passante en partant du continu. Citons comme applications :

— les amplificateurs de sortie de générateurs d'instrumentation (générateurs de fonctions, générateurs d'impulsions...),

— les amplificateurs de mesures de grandeurs physiques chargés sur 50 Ω à cause des liaisons coaxiales,

— les amplificateurs de signaux alimentant les bobines déviatrices de particules...

Si, actuellement, la plupart d'entre eux sont à circuits intégrés pour de très faibles puissances (amplitudes), il n'en est pas de même dans le cas contraire.

### 6.3.1. CONTRAINTES DES AMPLIFICATEURS D'INSTRUMENTATION

Ils doivent présenter les caractéristiques suivantes :

— faible distorsion de toute sorte (harmonique, d'intermodulation, de phase),

— très grande bande passante en partant de la fréquence nulle (produit gain-bande passante élevé),

— très grand slew rate afin de pouvoir travailler constamment en régime impulsionnel,

— faible dérive d'offset pour les amplificateurs continus (ils le sont pratiquement tous),

— bonne réjection d'alimentation,

— protection contre les court-circuits conseillée,

— impédance de sortie très faible ou de 50 Ω suivant le mode de liaison avec la charge (directe ou par cable coaxial).

### 6.3.2. EXEMPLES D'AMPLIFICATEURS UTILISANT DES CIRCUITS INTÉGRÉS

Il n'est pas toujours évident de trouver des amplificateurs opérationnels répondant aux deux critères :

— forte puissance de sortie,

— bande passante et slew rate importants.

Nous allons donner deux exemples de circuits intégrés de chez National Semiconductor. (Source : *Linear Applications Data Book*, 1986, National Semiconductor Corporation).

**Circuit intégré LH 0101.** Les caractéristiques essentielles sont :

— tension d'alimentation, ± 15 V,
— courant de sortie, 2 A,
— gain statique, $2.10^5$,
— slew rate, 10 V/µs,
— produit gain-bande passante, 4 MHz,
— distorsion harmonique à 1 kHz de 0,005 % pour $P_S$ = 1 W, $R_{ch}$ = 10 Ω et $G_v$ = 1,
— distorsion d'intermodulation < 0,01 %.

La figure 6.46 indique la méthode de cablage d'un montage amplificateur non inverseur permettant de limiter l'influence des tensions parasites qui interviennent dans les lignes de masses lorsqu'on travaille en puissance.

La figure 6.47 représente une application de ce circuit intégré alimentant une bobine de déviation pour appareil à balayage linéaire (fonctionnement en régime triangulaire). C'est une régulation en intensité, car on compare la tension aux bornes de la résistance de 2,3 Ω avec celle d'entrée qui est la consigne. La résistance R n'intervient que dans le cas d'un fonctionnement trop rapide.

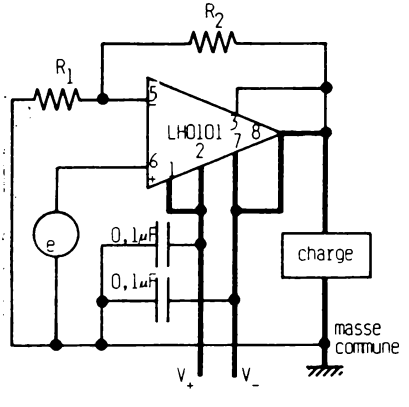



**Figure 6.46**

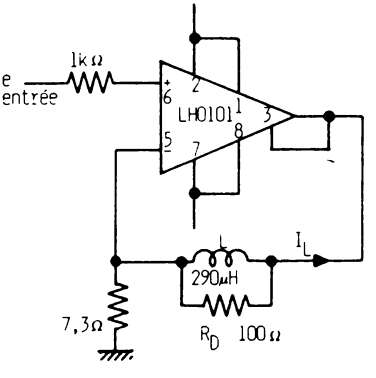



**Figure 6.47**

**Circuit intégré LM 12.** Ce circuit vu précédemment présente comme caractéristiques :

— tension d'alimentation, ± 40 V à ± 50 V maximum,
— courant de sortie maximum impulsionnel, 13 A,
— gain en statique, 50 000,
— produit gain-bande passante, 700 kHz,

— slew rate, 9 V/μs,
— distorsion harmonique totale, 0,01 %.
De nombreux autres circuits sont présentés au chapitre suivant.

## 6.3.3. EXEMPLE D'AMPLIFICATEUR EN TECHNOLOGIE MIXTE

C'est l'association d'un circuit intégré et d'un étage de sortie à éléments discrets. Le schéma de la figure 6.48 représente un tel amplificateur. Le circuit intégré 1 464 pilote deux transistors MOS complémentaires. Les caractéristiques de l'ensemble sont :
— tension d'alimentation, ± 28 V,
— intensité de sortie, 5 A,
— slew rate, 50 V/μs,
— produit gain-bande passante de 2 MHz.

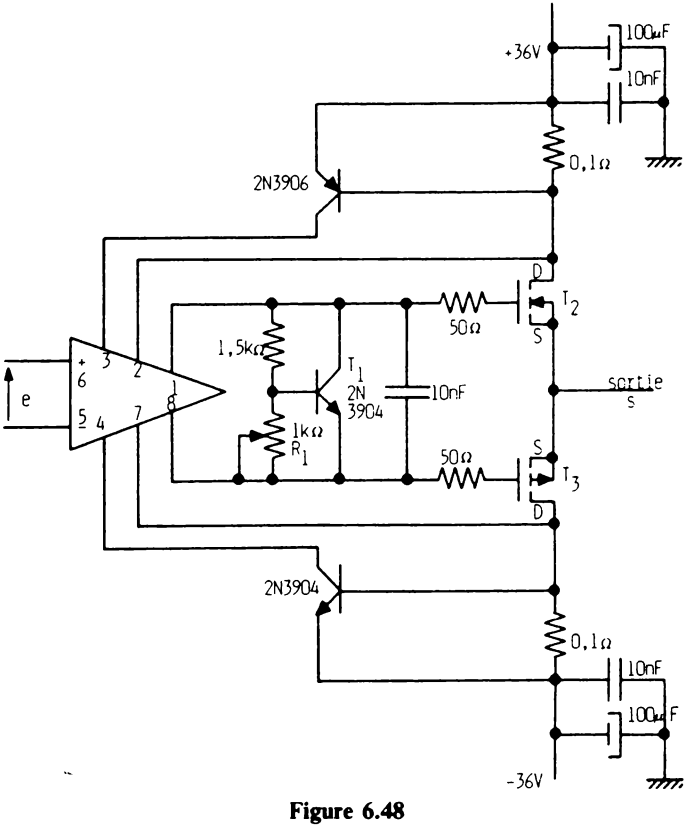



**Figure 6.48**

La limitation en intensité est assurée par les transistors bipolaires NPN et PNP à une valeur de 6 A. La résistance $R_1$ est réglée de façon à obtenir un courant de repos de 35 mA. Le circuit 1 464 peut atteindre, dans certaines conditions, un slew rate de 500 V/µs et un produit gain-bande passante de 25 MHz. (Source : Télédyne Philbrick Microcircuits, Levallois-Perret.)

## 6.3.4. EXEMPLES D'AMPLIFICATEURS A ÉLÉMENTS DISCRETS

### 6.3.4.1. Amplificateur de bande passante supérieure à 1 MHz

La figure 6.49 représente un amplificateur de sortie de générateur de fonctions. Il permet d'amplifier des signaux carrés, triangulaires et sinusoïdaux. La contre-réaction étant assurée par les résistances de 9 kΩ et 1 kΩ, le gain de l'ensemble est de 10 et le produit gain-bande passante de 10 MHz. Le principe de fonctionnement est le suivant. Un amplificateur différentiel constitué des transistors $T_1$ et $T_2$ pilote $T_3$ travaillant en base commune et chargé par un générateur de courant ($T_4$). L'étage push-pull de sortie est

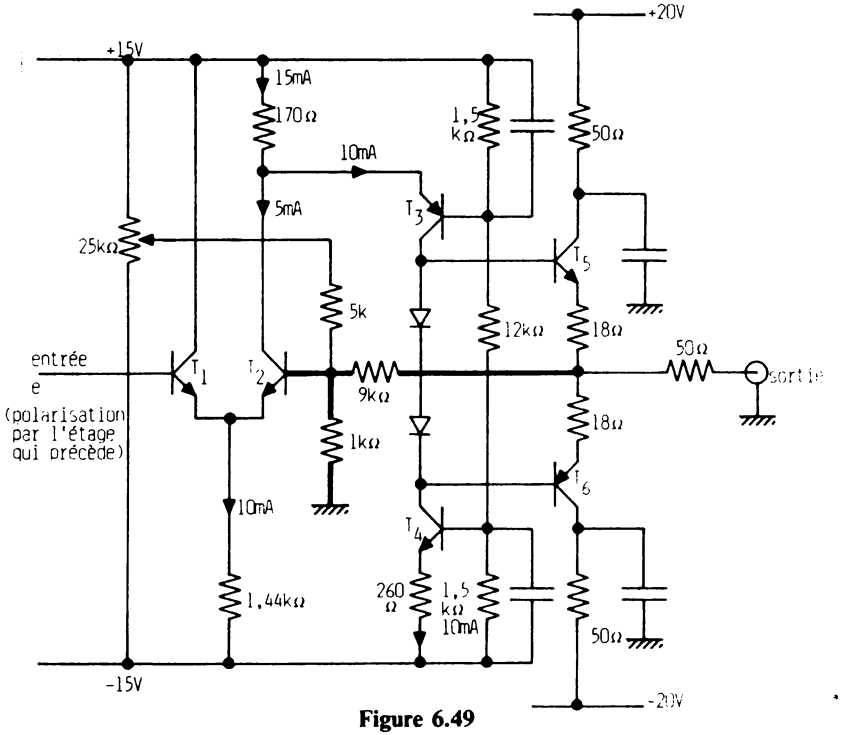



**Figure 6.49**

réalisé avec les transistors complémentaires $T_5$ et $T_6$ et la résistance de sortie est de 50 Ω. Le réglage d'offset s'effectue avec le potentiomètre de 25 kΩ et agit sur la base de $T_2$ (montage additionneur).

### 6.3.4.2. Amplificateur de bande passante supérieure à 10 MHz

Le schéma de principe est indiqué sur la figure 6.50. C'est aussi un amplificateur de sortie de générateur de fonctions permettant de fournir des signaux carrés, triangulaires et sinusoïdaux à une fréquence de 10 MHz. Il est à très large bande et présente un slew rate de plusieurs centaines de volts par seconde. Les courants de repos sont très importants afin de repousser assez « loin » les fréquences de cassures. Les capacités de compensations ne sont pas représentées. La première fréquence de cassure est importante car il n'y a pas de montage émetteur commun intermédiaire. Nous pouvons décrire le schéma de la manière suivante. L'amplificateur différentiel d'entrée constitué du réseau de transistors $T_1$ et $T_2$ est polarisé par un miroir de courant $T_3$ et $T_4$. Une translation de potentiel est assurée par la diode Zener elle-même polarisée par le collecteur commun $T_5$. Cet ensemble attaque le

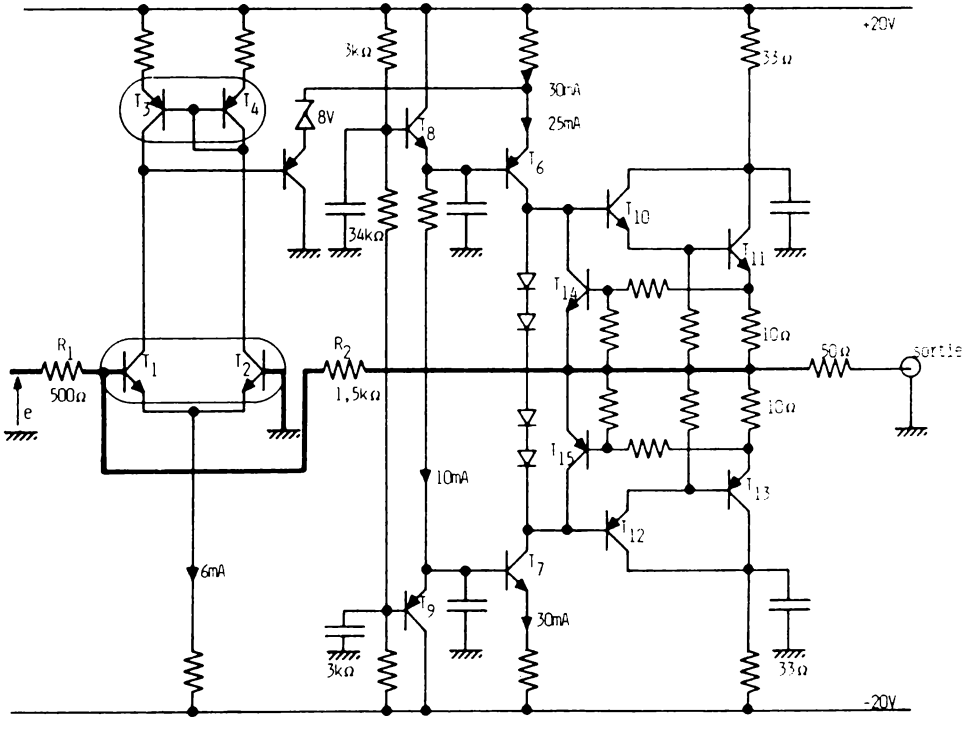



**Figure 6.50**

montage base commune $T_6$ chargé par un générateur de courant $T_7$. Les transistors $T_8$ et $T_9$ travaillent en stabilisateur de tension. Ils imposent un potentiel constant sur les bases des transistors précédents. L'étage de sortie est un push-pull classique à montage Darlington simples ($T_{10}$, $T_{11}$ pour le NPN et $T_{12}$, $T_{13}$ pour le PNP). Ce sont des transistors à très grande fréquence de transition $f_T$. La protection contre les surcharges est assurée par $T_{14}$ et $T_{15}$. L'ensemble fonctionne en inverseur et le gain en tension est

$$-\frac{R_2}{R_1} = -3 = G_{v_0}$$

**Remarques concernant les deux montages précédents**

— Il n'y a pas d'émetteur commun et les courants de repos sont importants. Ces éléments permettent un produit gain-bande passante élevé.

— Les collecteurs des transistors de sortie sont découplés évitant ainsi le risque d'instabilité du dernier étage.

— Pour obtenir une grande bande passante, il faut travailler à gain en tension, en boucle fermée, petit.

## 6.3.5. AMPLIFICATEUR HAUTE TENSION

Il n'y a pas de solutions miracles. Pour construire un amplificateur de puissance haute tension et large bande, il faut rassembler tous les éléments que nous venons de présenter. L'étage de sortie sera à transistors MOS de puissance, du genre de celui de la figure 6.9 piloté par un montage base commune lui-même polarisé par un générateur de courant. Une translation entre l'amplificateur différentiel et l'étage amplificateur intermédiaire sera éventuellement nécessaire. Il faut toutefois, avant toute étude, vérifier, dans le monde des circuits intégrés monolithiques ou éventuellement hybrides, que la fonction recherchée n'est pas commercialisée (pour des tensions raisonnables, bien sûr...).

## 6.3.6. EXERCICE

On désire réaliser un générateur de fonctions carrée, triangulaire et sinusoïdale en utilisant comme étage de sortie le circuit intégré buffer LH 0033 de chez National Semiconductor. Les caractéristiques essentielles de ce circuit sont :

— slew rate de 1 500 V/µs,

— produit gain-bande passante, 100 MHz,

— gain en courant, 120 dB,
— temps de montée en petits signaux, 2 ns,
— courant continu maximum de sortie, 100 mA,
— alimentation, ± 15 V,
— dynamique de sortie maximale, ± 10 V.

Déterminer les limites d'utilisation en fréquence de cet amplificateur afin de transmettre les signaux correctement.

En réalité ces signaux sont issus d'un générateur fournissant une amplitude crête à crête de 2 V. Il faut alors amplifier en tension. Donner le schéma complet de cet amplificateur tension-puissance sachant que le préamplificateur est constitué d'un circuit intégré LH 0032 (slew rate = 500 V/µs et produit gain-bande passante, 70 MHz) et que la liaison de sortie est réalisée par cable coaxial d'impédance caractéristique 50 Ω.

**Solution**

Ces deux circuits admettent ± 15 V comme tension d'alimentation. La dynamique maximale de sortie ne pourra être que ± 10 V. La limite en fréquence pour l'étage de sortie dépend de la forme des signaux et du slew rate. Pour le signal sinusoïdal, on utilise la relation

$$s = S \sin \omega t \quad \text{et} \quad \frac{ds}{dt} = S\omega \cos \omega t$$

La dérivée est maximale pour t = 0 et elle permet d'obtenir la fréquence limite sans déformation (slew rate). Avec une amplitude de ± 10 V, nous avons

$$\frac{1\,500}{10^{-6}} = 10 \,.\, \omega_{max} \quad \text{soit} \quad \omega_{max} = \frac{1\,500}{10^{-5}} = 2\pi f_{max}$$

et

$$\mathbf{f_{max} = 23\ MHz\ en\ régime\ sinusoïdal}$$

Pour le signal triangulaire, il faut considérer sa pente positive ou néga ve car elle est symétrique.

$$\left(\frac{ds}{dt}\right)_{max} = \frac{20}{T/2} = \frac{1\,500}{10^{-6}} \quad \text{soit} \quad \frac{1}{T} = \frac{1\,500}{40 \,.\, 10^{-6}}$$

et

$$\mathbf{f_{max} = 37{,}5\ MHz\ en\ régime\ triangulaire}$$

Pour le signal carré, il faut que nous nous imposions la valeur du temps de montée par rapport à la période. Si nous prenons un cas limite qui serait l'application de la règle du dixième, nous aurions

$$\left(\frac{ds}{dt}\right)_{max} = \frac{20}{T/10} = \frac{1\,500}{10^{-6}} \quad \text{soit} \quad \frac{1}{T} = \frac{1\,500}{200 \,.\, 10^{-6}}$$

et

$$\mathbf{f_{max} = 7{,}5\ MHz\ en\ régime\ carré}$$

Le préamplificateur doit amplifier le signal d'entrée avec un coefficient 10 est doit être, en plus, muni d'un réglage d'offset. Comme le slew rate de 500 V/µs est le tiers de celui de l'étage de sortie, et que la dynamique est aussi de ± 10 V (l'amplificateur de puissance a un gain en tension de 1), la fréquence maximale de fonctionnement est divisée par un coefficient 3.

Les signaux devant être transmis indépendamment les uns des autres, c'est le signal carré qui limite la fréquence maximale de fonctionnement de ce générateur

$$f_{max} = 3 \text{ MHz}$$

Ce sont les caractéristiques d'un générateur de fonction classique du commerce.

Le schéma de cet ensemble est représenté sur la figure 6.51. Les éléments sont définis à partir des notices d'applications NS.

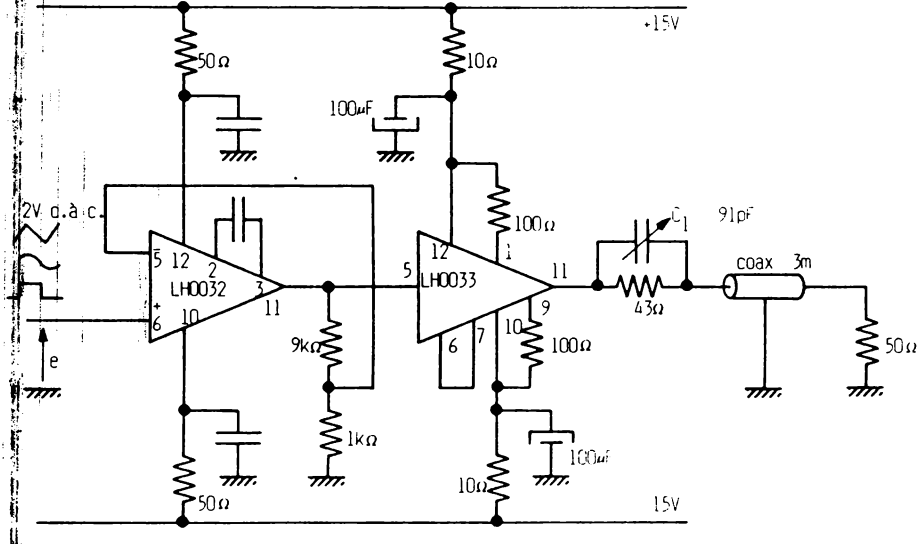



**Figure 6.51**

## 6.4. AMPLIFICATEURS POUR APPLICATIONS ULTRASONORES

### 6.4.1. PRÉSENTATION DES APPLICATIONS ULTRASONORES

Le champ d'application des ultrasons est très étendu. Il est lié à l'évolution des matériaux piézo-électriques et en particulier des céramiques. Citons comme domaines principaux :

— le nettoyage et le dégraissage où on utilise le phénomène de cavitation. Les amplificateurs travaillent à des puissances $P_s$ allant de 50 W à 25 kW et des fréquences d'excitation f de 20 à 40 kHz.

— le découpage, polissage et toute autre opération d'usinage qui consiste à faire vibrer des outils :

$$50\ W \leqslant P_s \leqslant 2\ kW \quad \text{et} \quad 16\ kHz \leqslant f \leqslant 30\ kHz$$

— le soudage à l'étain et le brasage où l'agitation ultrasonique élimine l'oxyde supprimant ainsi l'utilité du flux :

$$1\ W \leqslant P_s \leqslant 250\ W \quad \text{et} \quad 16\ kHz \leqslant f \leqslant 30\ kHz$$

— le soudage des métaux et plastiques où les vibrations entraînent des échauffements provoquant la fusion des matériaux :

$$10\ W \leqslant P_s \leqslant 1\ kW \quad \text{et} \quad 16\ kHz \leqslant f \leqslant 30\ kHz$$

— l'homogénisation (et autres opérations similaires) de liquides ou corps visqueux par agitation dans la masse :

$$100\ W \leqslant P_s \leqslant 2\ kW \quad \text{et} \quad 10\ kHz \leqslant f \leqslant 1\ MHz$$

— le contrôle, alarmes, comptage... par interruption d'un faisceau ultrasonore :

$$0{,}1\ W \leqslant P_s \leqslant 50\ W \quad \text{et} \quad 16\ kHz \leqslant f \leqslant 45\ kHz$$

— la détection sous-marine utilisant les impulsions ultrasonores et l'écho de retour :

$$0{,}5\ W \leqslant P_s \leqslant 1\ kW \quad \text{et} \quad 1\ MHz \leqslant f \leqslant 10\ MHz$$

— la chirurgie et diagnostiques : soit on fait vibrer les outils (bistouri...), soit on utilise les faisceaux ultrasonores...

$$1\ mW \leqslant P_s \leqslant 1\ kW \quad \text{et} \quad 100\ kHz \leqslant f \leqslant 10\ MHz$$

Cette énumération fait apparaître l'utilisation d'amplificateurs de forte puissance et fréquences importantes. Toutefois, pour une application donnée, ces fréquences sont « figées ». **Les amplificateurs utilisés sont alors sélectifs** (bande très étroite). **Ils fonctionnent en classes C ou D.**

Certains générateurs sont aussi oscillateurs. Ils seront traités dans l'ouvrage *Oscillateurs et Horloges* de cette même collection. Nous ne présentons dans ce paragraphe que les amplificateurs pilotés par un oscillateur indépendant.

## 6.4.2. CONTRAINTES DES AMPLIFICATEURS ULTRASONORES

Elles sont liées à la nature de la charge qui est un transducteur. Deux principes physiques sont rencontrés : la magnétostriction et la piézoélectricité.

**Magnétostriction.** Lorsque l'on applique un champ magnétique variable à un matériau magnétostrictif (nickel, cobalt, alliages ferromagnétiques...), celui-ci change de longueur. Si l'excitation électrique est alternative, il y a « vibration » du matériau c'est-à-dire, alternativement augmentation puis diminution de sa longueur (dans le cas d'un barreau). **La charge équivalente électriques pour un générateur est une inductance donc un circuit RL.** L'amplificateur de commande sera alors du même genre que ceux vus précédemment, avec diodes de roue libre.

**Piézoélectricité.** C'est un phénomène symétrique au précédent. Lorsque l'on applique un champ électrique sur les faces parallèles d'un matériau piézoélectrique (quartz, saphir, céramiques...) il y a déformation de celui-ci. Si l'excitation est alternative, il y a « vibration » du matériau.

Les transducteurs piézoélectriques se présentent très souvent sous la forme de pastilles dont le matériau est du titanate de baryum ou de strontium. Les électrodes sont des dépôts métalliques sur les surfaces planes en regards. La figure 6.52 représente une telle pastille et son schéma électrique équivalent, dont les éléments sont :

C, capacité inter-électrodes,
R, pertes diélectriques,
$C_1$, rigidité du matériau,
$L_1$, masse du matériau,
$R_1$, énergie rayonnée,
$R'_1$, pertes mécaniques.

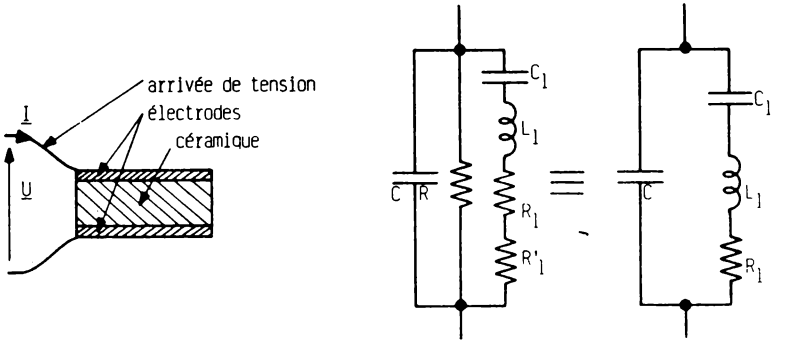



**Figure 6.52**

Ce schéma peut se simplifier en ne tenant compte que de C, $C_1$, $L_1$ et R. La variation de l'impédance équivalente à ce circuit, en fonction de la fréquence, est indiquée sur la figure 6.53.

Deux fréquences particulières apparaissent :

— la fréquence de résonance série $f_r$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$$

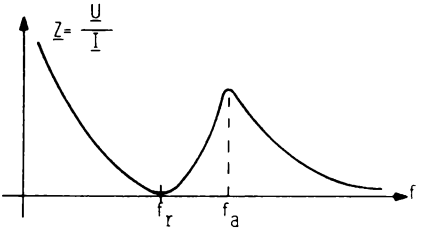



**Figure 6.53**

— la fréquence de résonance parallèle $f_a$ (antirésonance)

$$f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \dfrac{CC_1}{C + C_1}}}$$

Ces deux fréquences sont utilisées de la manière suivante :

— **en émetteur,** $f_r$ pour augmenter le rendement dans le sens énergie électrique → énergie mécanique,

— **en récepteur**, $f_a$ pour augmenter le rendement dans le sens inverse.

En pratique, c'est l'effet piézoélectrique qui est le plus utilisé. Le schéma électrique équivalent à l'ensemble générateur charge est indiqué sur la figure 6.54. L'inductance L compense l'effet de la capacité C et celle du cable de liaison. Si les éléments C, $C_1$, $L_1$ et $R_1$ sont déterminés par le fabricant de céramiques ou par séries de mesures, il n'en n'est pas de même en ce qui concerne L, $R_s$ et $G_{v_0}$.

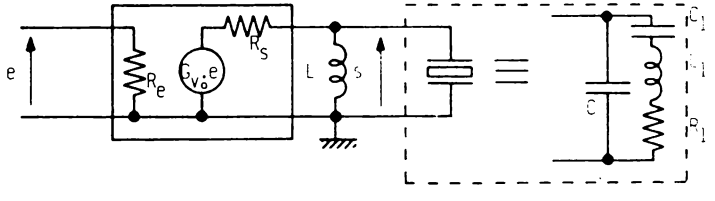



**Figure 6.54**

Ainsi pour L nous avons la relation

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{soit} \quad L = \frac{1}{\omega_r^2 \cdot C}$$

La résistance de sortie $R_S$, en série avec le circuit équivalent au transducteur, présente un rôle d'amortisseur d'autant plus important que celle-ci est grande. Il suffit, pour s'en rendre compte, de déterminer la fonction de transfert du réseau complet.

Le gain en tension à vide est défini à partir de l'amplitude du signal à appliquer au transducteur. Cette amplitude est obtenue en utilisant les paramètres mécaniques c'est-à-dire la pression accoustique et l'élongation.

(Consulter le manuel d'application RTC, *Céramiques piézoélectriques PXE, CM7*).

## 6.4.3. EXEMPLES D'AMPLIFICATEURS-GÉNÉRATEURS ULTRASONORES (schémas de principe seulement)

### 6.4.3.1. Amplificateur 50 W, 25 kHz (figure 6.55)

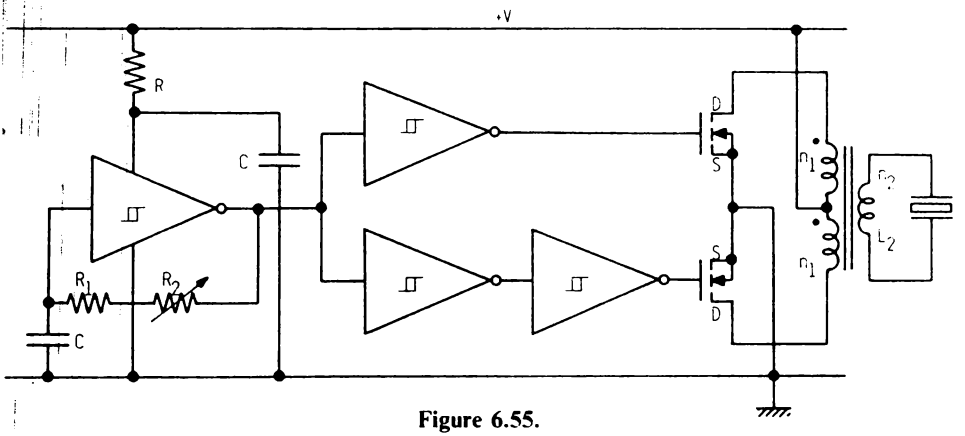



**Figure 6.55.**

Une horloge numérique à trigger de Schmitt pilote trois inverseurs. Ceux-ci commandent les transistors MOS de puissance en commutation. L'étage de sortie est un ondulateur à transformateur. L'inductance $L_2$ du secondaire est accordée avec la capacité inter-électrode C du transducteur à la fréquence de 20 kHz. Le nombre de spires de primaire dépend de la tension à appliquer sur la charge. Le circuit accordé de sortie fournit théoriquement un courant sinusoïdal mais le filtre n'étant pas suffisamment sélectif, l'harmonique 3 est d'amplitude importante. Le réseau RC découple le circuit intégré numérique (6 inverseurs dans un même boîtier). Ceci permet de rendre stable la fréquence de l'horloge.

A partir de ce principe, toute amélioration et modification est possible. On peut utiliser un circuit intégré PWM, établir un retard à la commutation, connecter plusieurs transistors MOS en parallèle afin d'augmenter la puissance de sortie.

Ce type de circuit est très bien adapté pour les applications de nettoyage.

### 6.4.3.2. Amplificateur 50 W, 900 kHz (figure 6.56)

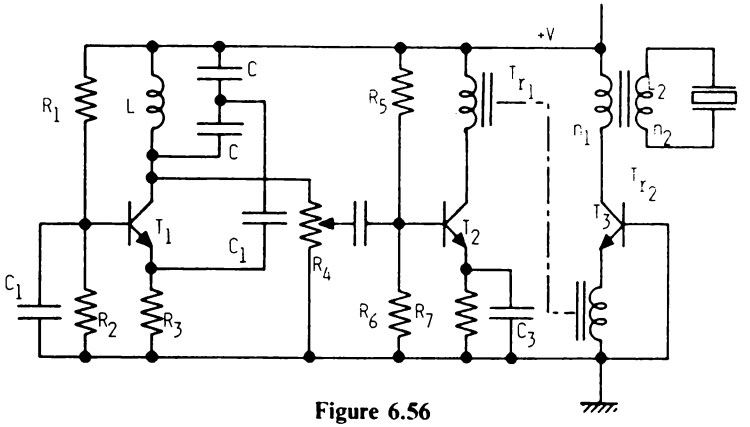



Figure 6.56

Cet amplificateur à technologie « discrète » a, comme application, la génération de brouillard salin en thalassothérapie. Un oscillateur Colpitts, réalisé avec le transistor $T_1$, travaillant en base commune, attaque un amplificateur classe A ($T_2$) à liaison par transformateur ($T_{r_1}$). Celui-ci pilote l'amplificateur de puissance dont le transistor $T_3$, polarisé en classe C, fonctionne en base commune. Le transformateur de sortie $T_{r_2}$ a son secondaire accordé sur le transducteur.

Cette technologie pourrait être plus récente en remplaçant les fonctions par des circuits intégrés.

### 6.4.3.3. Technologie à circuits intégrés

Il existe sur le marché des circuits intégrés performants aussi bien en puissance qu'en vitesse. Le schéma d'un amplificateur ultrasonore devient alors simple. La figure 6.57 en donne un exemple pour un fonctionnement

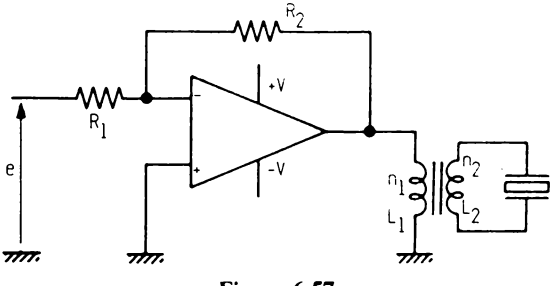



Figure 6.57

linéaire. On pourrait prévoir un fonctionnement en commutation avec une fonction unique (par exemple, réaliser un astable avec un amplificateur opérationnel de puissance LM 12 de chez NS).

### 6.4.3.4. **Fonctionnement en pont** (figure 6.58)

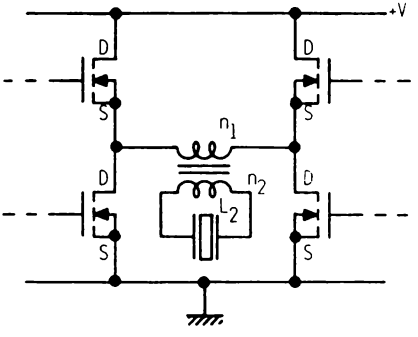



**Figure 6.58**

En réalité, tous les montages de puissance générant des signaux carrés (onduleurs) sont utilisables. Il faut toutefois, dans tous les cas, respecter la compensation de la capacité inter-électrode qui peut présenter une valeur très importante (cas de plusieurs transducteurs en parallèle) par une inductance L (voir documentation sur les onduleurs).

## 6.4.4. EXERCICE

On désire réaliser le schéma de la fréquence 6.57 avec un fonctionnement et régime linéaire et sinusoïdal. Le transducteur présente les caractéristiques suivantes :

— puissance ultrasonique, 20 W,
— fréquence de fonctionnement, 20 kHz,
— capacité inter-électrode, 1 000 pF,
— tension d'excitation maximale, 15 V,
— rendement du transducteur, 0,8.

Le signal sinusoïdal d'entrée présente une amplitude crête à crête de 5 V. Déterminer les éléments du montage.

**Solution**

A la fréquence de résonance $f_r$, le transducteur est équivalent au réseau $R_1$ C parallèle (résonance série). Pour une puissance ultrasonique de 20 W et un rendement de 0,8, la puissance électrique appliquée est

$$P_s = 25 \text{ W}$$

Comme la tension d'excitation maximale est 15 V, on en déduit sa valeur efficace et la résistance équivalente $R_{eq} = R_1 + R_1'$ (en négligeant R du schéma de la figure 6.52).

$$R_{eq} = \frac{U_{eff}^2}{P_s} = \frac{\left(\frac{15}{\sqrt{2}}\right)^2}{25} = 4{,}5\ \Omega$$

La valeur de l'inductance du secondaire $L_2$ est obtenue par la relation

$$LC\,\omega_0^2\,1 \quad \text{et} \quad L_2 = \frac{1}{C\omega_0^2}$$

soit

$$L_2 = \frac{1}{10^{-9} \cdot 4\pi^2 \cdot 4 \cdot 10^8} = 0{,}06 \text{ H} = 60 \text{ mH}$$

Pour que l'amplificateur soit chargé par l'équivalent d'une résistance pure, il faut que l'inductance magnétisante soit d'influence négligeable devant la résistance ramenée au primaire. Si on considère un rapport de transformation m = 1 (dynamique de sortie maximale 30 V c. à c.) qui est tout à fait raisonnable, cette résistance ramenée est égale à celle déjà calculée soit 4,5 Ω. Dans ces conditions $L_1 = L_2$. L'impédance magnétisante à la fréquence de fonctionnement vaut

$$L_1\omega = 6 \cdot 10^{-2} \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot 10^4 = 75{,}4 \cdot 10^2 = 7\,540\ \Omega$$

valeur effectivement très grande devant 4,5 Ω. L'amplificateur opérationnel utilisé doit pouvoir fournir un courant

$$i_{S_{max}} = \frac{15}{4{,}5} = 3{,}3 \text{ A}$$

Le circuit intégré LM 12 est bien adapté. Pour une dynamique de sortie de 30 V c. à c. et d'entrée de 5 V c. à c. ; le gain doit être de 6. Nous pourrons prendre $R_1 = 1\ \text{k}\Omega$ et $R_2 = 6\ \text{k}\Omega$ à condition de tenir compte de la résistance de sortie de l'étage qui précède.

## 6.5. AMPLIFICATEURS RADIOFRÉQUENCES

Consulter éventuellement les articles suivants :

— Technologie microstrip et abaque de Smith, *Électronique Applications* n° 3, p. 121.

— Amplification haute fréquence de puissance, *Électronique Applications* n° 6, p. 107.

— Les circuits de couplage pour étages HF de puissance, *Électronique Applications* n° 7, p. 39.

— Les data books . *RF Device Data*, Motorola Semiconductors 1986.
. *RF Power Devices*, RCA.

## 6.5.1. CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES

### 6.5.1.1. Position du problème

On entend par radiofréquence des énergies dont la fréquence est comprise entre quelques kilohertz et quelques milliers de gigahertz. Les ondes à radiofréquences sont réparties en MF, HF, VHF, UHF, SHF et EHF (voir chapitre 1). Ce domaine est si vaste, qu'on ne peut, dans ce paragraphe, qu'en donner la philisophie. Nous en trouverons les détails de certains éléments dans plusieurs ouvrages de cette collection (*Composants actifs discrets*, *Composants passifs*, *Traitement du signal*).

Citons quelques applications des radiofréquences :

— les émetteurs radioélectriques en modulation d'amplitude (AM), modulation de fréquence ou phase (FM, PM), modulation d'impulsions,

— les équipements de chauffage par induction haute fréquence,

— le chauffage par pertes diélectriques (fours à micro-ondes),

— les générateurs hautes fréquences de puissance utilisés dans la technique des mesures,

— les appareils médicaux (résonance magnétique nucléaire),

— les radars...

On rencontre deux types d'amplificateurs.

— **Les amplificateurs à large bande**. Ils couvrent une bande d'au moins 20 % de la fréquence centrale lorsque celle-ci est supérieure à 500 MHz ou une bande de un à plusieurs octaves pour une fréquence centrale inférieure à 500 MHz. La bande de fréquence de fonctionnement est élargie en utilisant la technique de la compensation en fréquence avec des réseaux appropriées présentés au paragraphe 6.5.1.5.

— **Les amplificateurs sélectifs** réalisés avec des filtres à accord simple (réseau LC parallèle) ou à accord double (deux réseaux LC couplés par mutuelles inductances permettant une réponse méplate).

Les classes de fonctionnement des amplificateurs de puissance radiofréquences diffèrent en fonction des applications.

**Classe A**. Le composant actif conduit en permanence, mais alors le rendement est faible (20 à 25 %). Cette classe de fonctionnement est utilisée dans les amplificateurs linéaires à cause de la très faible distorsion. Citons les amplificateurs large bande, les amplificateurs pour émission AM ou BLU.

**Classe B**. Pour un seul composant, une seule alternance est amplifiée. Restituer la forme initiale de l'onde, revient à utiliser un circuit oscillant. Le rendement est autour de 60 %. On rencontre ce principe dans les amplificateurs sélectifs et en modulation de fréquence. Le montage push-pull à deux composants permet de linéariser le fonctionnement (cas de certains amplificateurs large bande).

**Classe AB**. Elle est intermédiaire entre les deux précédentes et est surtout utilisée dans les amplificateurs large bande.

**Classe C**. Le composant ne conduit que pendant une partie de l'alternance. Le rendement est très bon. On rencontre cette polarisation dans les amplificateurs sélectifs, en modulation de fréquence et dans les amplificateurs pour applications ultrasonores.

**Classe D**. C'est le fonctionnement en régime impulsionnel. Il permet un très bon rendement et est utilisé dans les amplificateurs sélectifs.

**Classe E**. Cette classe est une amélioration de la classe D. La fréquence de fonctionnement ne dépasse guère quelques dizaines de mégahertz.

### 6.5.1.2. Contraintes des radiofréquences

De part les hautes fréquences de travail et leur étalement dans le spectre, de nombreuses contraintes interviennent.

Afin de permettre une bonne propagation des ondes dans les amplificateurs, il est fondamental d'utiliser des lignes de transmission adéquates (bipolaires, coaxiales, à rubans parallèles, microstrip, stripline) et d'adapter correctement les impédances source et utilisation. Si ces conditions ne sont pas remplies, nous avons alors les inconvénients suivants :

— perte de puissance,
— onde réfléchie (puissance) pouvant détruire les composants actifs.

**Principe de l'adaptation d'impédance**. Nous avons déjà vu ce problème au chapitre 1 pour des résistances pures. Dans le cas d'impédances (figure 6.59), la puissance consommée par l'impédance $Z_{ch}$ est définie par la relation

$$P = \frac{E^2}{2} \cdot \frac{R_{ch}}{(R_i + R_{ch})^2 + (X_i + X_{ch})^2}$$

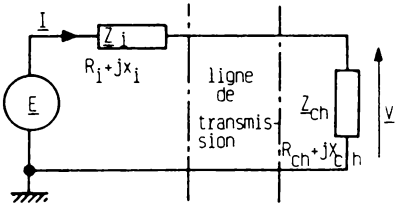



**Figure 6.59**

La puissance P est maximale lorsque le dénominateur de la fonction est minimum. Ainsi

$$P_{max} \text{ pour } \begin{cases} X_i = -X_{ch} \\ R_i = R_{ch} \end{cases} \quad \text{(réactance opposée)}$$

**Phénomène de propagation**. Il faut considérer la distance d que parcourt le signal par rapport à la longueur d'onde de celui-ci, définie par la relation

$$\lambda = \frac{c}{f} \qquad \text{avec } \begin{cases} c = 300\,000 \text{ km/s} \\ f = \text{fréquence du signal} \end{cases}$$

Lorsque $d \ll \lambda$, nous sommes en régime quasi stationnaire, dans le cas contraire c'est le régime de propagation.

Le phénomène de propagation est défini à partir d'une ligne équivalente constituée de cellules en L mises en cascade où l représente l'inductance et c la capacité par unité de longueur. Les équations qui permettent de déterminer les courants et tensions sont dites « des télégraphistes ». On en déduit la vitesse de propagation $v_g$

$$v_g = \frac{1}{\sqrt{lc}}$$

et l'impédance caractéristique $Z_c$

$$Z_c = \sqrt{\frac{l}{c}} = R \quad \text{résistance pure}$$

En régime de propagation, tension et courant sont la superposition d'une onde incidente et d'une onde réfléchie. En régime sinusoïdal, cette superposition crée des ondes stationnaires (lorsque l'on se déplace sur la ligne, on observe une variation périodique de l'amplitude de la tension). Le taux d'ondes stationnaires appelé TOS est le rapport entre le maximum et le minimum de cette amplitude.

**Moyens de transmission des ondes**. Ils dépendent de la fréquence du signal et de la distance entre deux points de transmission. Nous trouvons :

— **les cables coaxiaux** jusqu'à quelques dizaines de mégahertz. Ils sont constitués d'une âme centrale et d'une gaine tressée périphérique. Leur impédance caractéristique est 50 Ω. Elle peut être différente dans le domaine « grand public », par exemple 75 Ω.

— **les lignes à rubans non symétriques ou microstrip**. Sur un circuit imprimé double face dont l'une est la masse, on réalise, un ruban métallique par photogravure. On obtient ainsi des réseaux à constantes réparties stables dans le temps et facilement ajustables. Cette technique s'utilise pour des fréquences au delà de 10 MHz. L'isolant peut être de l'époxy jusqu'à 500 MHz ou du téflon, ou de la céramique.

— **les lignes à rubans symétriques ou stripline** sont plus difficiles à réaliser. Elles sont constituées de trois plans conducteurs. Un ruban central gravé est entouré de deux couches métalliques. L'ensemble est isolé l'un par rapport à l'autre.

— **les guides d'ondes**. Ce sont des guides utilisés au delà du gigahertz. Leur dimension est fonction de la longueur d'onde.

### 6.5.1.3. Outils mathématiques utilisés en radiofréquence

**Les paramètres S.** Considérons de nouveau la figure 6.59. On définit les courants et tensions par les relations en **grandeurs complexes**

$$I = \frac{E}{Z_i + Z_{ch}} \quad \text{et} \quad V = E\,\frac{Z_{ch}}{Z_i + Z_{ch}}$$

Nous avons vu qu'il y avait adaptation lorsque

$$Z_{ch} = Z_i^* \qquad (X_{ch} = -X_i)$$

Le courant incident est alors

$$I_i = \frac{E}{Z_i + Z_i^*} = \frac{E}{2R_i}$$

et le courant réfléchi

$$I_r = I_i - I = \frac{E}{Z_i + Z_i^*} - \frac{E}{Z_i + Z_{ch}}$$

soit

$$I_r = \frac{Z_{ch} - Z_i^*}{Z_{ch} + Z_i} \cdot I_i \cdot = S_I \cdot I_i$$

Le coefficient $S_I$ est appelé coefficient de réflexion en courant. On aurait tout aussi bien défini le coefficient de réflexion $S_V$.

Pour un quadripôle (figure 6.60) c'est une matrice à quatre termes ($S_{11}$, $S_{12}$, $S_{21}$ et $S_{22}$) qui est écrite. Les ondes incidentes $a_1$ et $a_2$ et celles réfléchies $b_1$ et $b_2$ représentent en général des courants. Les paramètres $S_{11}$ et $S_{22}$ correspondent à des réflexions alors que $S_{12}$ et $S_{21}$ des transmissions. On écrit les équations

$$\begin{aligned} b_1 &= a_1S_{11} + a_2S_{21} \\ b_2 &= a_1S_{12} + a_2S_{22} \end{aligned} \quad \text{ou} \quad \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

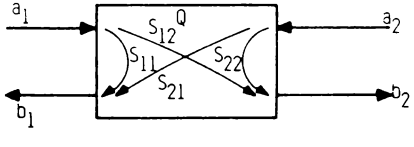



**Figure 6.60**

Les techniques hautes fréquences tributaires des phénomènes de propagation (ondes incidentes et ondes réfléchies) utilisent les paramètres S. Les composants actifs sont de plus en plus caractérisés par leurs matrices S pour les domaines VHF, UHF et SHF. Les paramètres sont mesurés avec des analyseurs de réseaux. Dans le domaine des ondes quasi stationnaires (jusqu'à quelques dizaines de mégahertz), leur utilisation est illusoire et on continue à utiliser les paramètres h (hybrides) ou y (admittances). **Les paramètres S** ont été introduit car ils **permettent de déterminer les caractéristiques des transistors dans les conditions normales d'utilisation**. Alors que **les paramètres h ou y imposent de court-circuiter la sortie pour des mesures effectuées en entrée et inversement. Dans ces dernières conditions de mesure le composant devient facilement un oscillateur**. On trouve encore dans la littérature, des transistors définis par leur paramètre y.

**L'abaque de Smith**. C'est une représentation graphique, sur un diagramme polaire, des coefficients de transmission et de réflexion (en d'autres termes, des paramètres S). Cette représentation permet de résoudre de nombreux problèmes (sans calculs) tels que :

— calculer le coefficient de réflexion en un point quelconque d'une ligne,
— déterminer la position des maxima et des minima,
— déterminer le TOS (VSWR)...

### 6.5.1.4. Composants actifs en radiofréquence

Dans le domaine des radiofréquences, les composants utilisés sont :

— les transistors bipolaires,
— les transistors MOS,
— les transistors GaAs (appelé aussi AsGa),
— les tubes,
— les circuits intégrés.

**Transistors bipolaires**. Ils sont représentés en haute fréquence par le schéma de Giacoletto. A chaque technologie correspond un circuit équivalent différent. La technologie planar épitaxial est celle couramment rencontrée. Mettre en équation un montage n'a rien d'aisé, surtout avec la dispersion des composants. C'est pour cela que les paramètres S sont utilisés et définis à l'aide des mesures. A partir de la centaine de mégahertz, les inductances parasites des connexions interviennent. Elles dépendent du type de boîtier. Citons :

— boîtier TO60 émetteur isolé, 1 émetteur = 3 nH, 1 base = 3 nH,
— boîtier TO60 émetteur au boîtier, 1 émetteur = 0,6 nH, 1 base = 2 nH,
— boîtier HF 19 stripline, 1 émetteur = 0,6 nH, 1 base = 2 nH,
— boîtier HF 11 coaxial, 1 émetteur = 0,1 nH, 1 base = 0,1 nH.

Les éléments du transistor qui limitent le fonctionnement en haute fréquence sont :

— l'impédance d'entrée,

— la fréquence de transition $f_T$ (fréquence pour laquelle le transfert en courant $h_{fe} = h_{21_e}$ est égal à 1).

Le type de montage fondamental utilisé dépend de la fréquence de travail :

— **montage émetteur commun** pour $f < 0{,}1$ ou $0{,}2\ f_T$.

La capacité Miller ramenée à l'entrée fait partie des éléments du circuit accordé.

— **montage base commune** pour des fréquences f supérieures.

Notons que :

— les limites de puissances transmises sont la centaine de watts dans les UHF et quelques watts dans les SHF,

— **la neutralisation ou neutrodynage** consiste à connecter entre la sortie et l'entrée du transistor un réseau permettant de compenser la réaction naturelle qui est souvent cause d'oscillation. (**Cette opération n'est plus systématique car les capacités parasites des composants actuels sont très faibles.**)

**Transistors MOS de puissance.** L'histoire du transistor MOS de puissance se fait en trois étapes :

— le MOS conventionnel à enrichissement (*enhancement*) qui, dans les années 60, permet de sortir 5 W à 10 MHz.

— le DMOS utilisant une technologie a double diffusion (toujours à *enhancement*), apparaît au début des années soixante-dix. Il délivre quelques watts à 100 MHz.

— le V MOS, fin des années soixante-dix, passe du canal de surface au canal vertical où drain et source sont de part et d'autre de la puce. Cette technologie permet de travailler à forte puissance jusque dans le domaine des VHF. Un autre avantage non négligeable de ce composant est son très faible bruit.

— Les HEX MOS et T MOS (années quatre-vingts) sont très proches du V MOS mais leur structure verticale n'est plus en V. Ce sont des composants prometteurs pour l'avenir.

Le schéma équivalent en haute fréquence de ces transistors est très compliqué. Il est constitué de nombreuses capacités et inductances parasites. Sa représentation dans ce paragraphe serait inutile (consulter les Data Book et Notes d'applications de Siliconix et Motorola).

**Transistors GaAs** de puissance (c'est la technologie future). Ce sont des transistors à effet de champ faible bruit appelés MESFET. Ils peuvent être à enrichissement ou appauvrissement. La puissance de sortie est de quelques watts pour les fréquences des domaines UHF, SHF et EHF (jusqu'à 100 GHz). De très nombreuses sociétés travaillent sur ce composant d'avenir (européennes, américaines, japonnaises). Si à l'origine, ces composants étaient destinés aux équipements militaires et aérospaciaux, on les trouve maintenant

dans les applications des télécommunications et grand public (par exemple télévision).

**Tubes hautes fréquences**. Ce sont des composants utilisés en radiofréquence, forte puissance et qui font toujours l'objet de recherche. Ils sont principalement utilisés en émission radioélectrique. Nous rencontrons :

— **les triodes et tétrodes** travaillant en configuration cathode à la masse ou grille à la masse. Elles peuvent fournir une puissance de 500 kW jusqu'à 3 MHz. Les sorties sont en général coaxiales.

— **les klystrons** à faisceau linéaire d'électrons. Ce faisceau, polarisé par un champ magnétique, a une vitesse qui varie périodiquement dans une cavité résonante. Leur puissance peut atteindre 10 kW à 4 GHz.

— **les tubes à progression d'ondes** TPO. Ils diffèrent des klystrons dans le sens où le champ radiofréquence n'est pas localisé, mais distribué le long d'une structure en hélice. Ils permettent aussi une meilleure bande passante.

**Circuits intégrés**. Comme dans tous les domaines de l'électronique où il existe un marché, les circuits intégrés sont présents. On rencontre :

— les circuits intégrés monolithiques jusqu'aux HF,

— les circuits intégrés hybrides jusqu'aux UHF,

— les circuits intégrés GaAs pour les bandes UHF et SHF (voir article de la revue *Électronique, Techniques et Industries* n° 45, 1987, p. 33.

### 6.5.1.5. Composants passifs en radiofréquence

On distingue :

— les circuits de couplage entre étages de puissance,

— les circuits de couplage pour mesures.

**Circuits de couplage entre étages de puissance**. Nous avons vu précédemment que l'adaptation inter-étages était fondamentale en haute fréquence, pour ne pas affaiblir le gain en puissance et minimiser les phénomènes de réflexion. Le rôle des circuits de couplage permet, avant tout :

— d'adapter l'impédance d'entrée d'un quadripôle à celle de la source (étage qui précède),

— d'adapter la charge à l'impédance de sortie de l'étage de puissance.

D'autres circuits de couplage peuvent être utilisés :

— pour atténuer les harmoniques dans la charges lorsque les étages de puissance fonctionnent en classe B, C et D,

— pour neutraliser un quadripôle afin de l'empêcher d'osciller.

Les composants passifs rencontrés sont du type :

— à constantes localisées (capacités, inductances sans fer...)

— à constantes réparties (cable coaxial et surtout microstrip et stripline sans parler des guides d'ondes et cavités en SHF et EHF).

La figure 6.61 illustre le problème du couplage entre différents étages. Le quadripôle actif représenté, correspond à un montage utilisant un ou deux transistors fonctionnant suivant les classes déjà citées. Ordinairement les circuits de couplage sont composés d'associations de condensateurs et

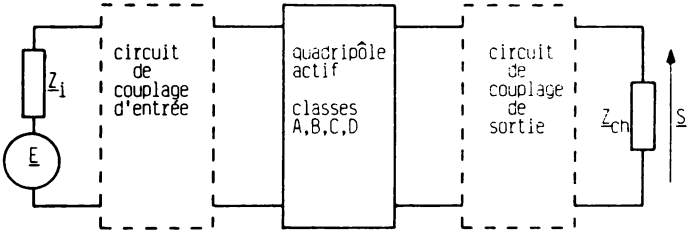



**Figure 6.61**

d'inductances sans fer suivant différentes configurations en L, en T ou en π (figure 6.62). Comme nous l'avons vu, ils servent à adapter les parties réelles des impédances et compenser les réactances. Le choix de ces circuits et le calcul des éléments dépendent :

— de la valeur des impédances à adapter,
— de la fréquence de travail,
— de la puissance mise en jeu.

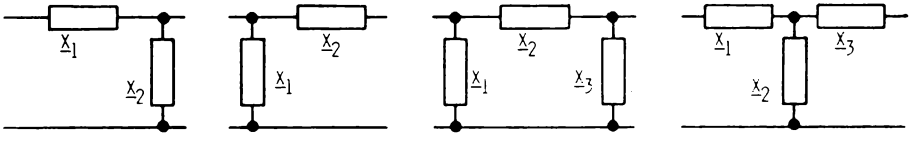



**Figure 6.62**

Dans le cas des amplificateurs de puissance large bande, les circuits de couplage classiques sont difficiles à mettre au point. On adopte alors une technique assez récente qui consiste à réaliser des transformateurs spéciaux appelés **lignes de transmission à transformateurs** (*transmission line transformer*). Leur principe est indiqué sur la figure 6.63. Un cable coaxial est bobiné autour de un ou plusieurs circuits magnétiques toriques. La présence de matériau ferro-magnétique permet d'élargir la bande de fonctionnement. Le choix des éléments est défini de la manière suivante :

— le nombre de spires est fonction de la fréquence basse,
— le nombre de tores est fonction de la saturation du circuit magnétique,
— la fréquence haute limite la longueur du cable coaxial (longueur bien inférieure à la longueur d'onde).

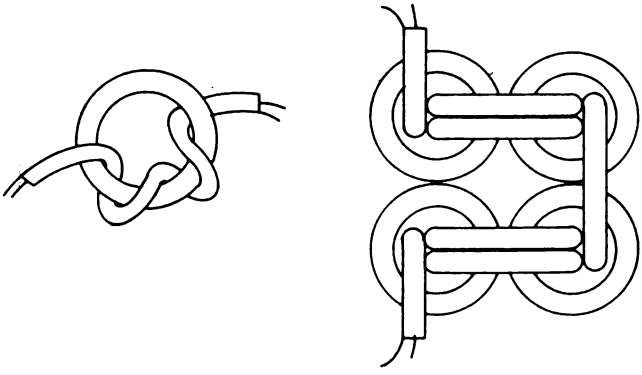


**Figure 6.63**

Les transformations d'impédances obtenues sont, pour les applications classiques, dans les rapports 1 : 1 et 4 : 1. La figure 6.64 représente une ligne de transmission à transformateur pour une résistance de charge $R_{ch}$ égale à la résistance de source $R_i$. La figure 6.65 représente une adaptation $R_{ch} = 4 R_i$, alors que la figure 6.66 correspond à l'inverse soit $R_{ch} = R_i/4$. Ces configurations sont aussi appelées *« balanced - unbalanced »*. Le calcul de telles lignes à transformateur est compliqué. Il n'entre pas dans le cadre de cet ouvrage (on consultera la note d'application AN - 749 de *RF Device Data*, Motorola Semiconductors, 1986).

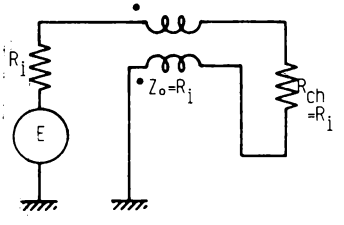



**Figure 6.64**

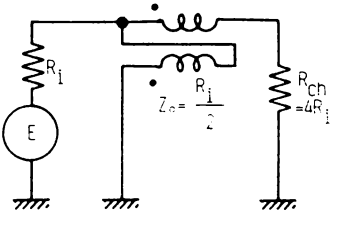



**Figure 6.65**

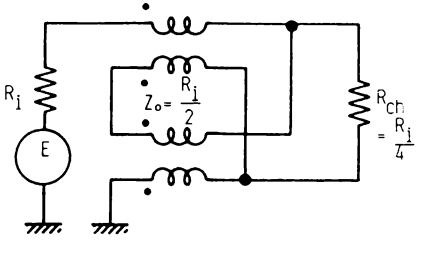



**Figure 6.66**

**Circuits de couplage pour mesures**. Les mesures en haute fréquence imposent des techniques bien particulières. On trouve quelques « composants » bien spécifiques pour ces techniques qui sont :

— **l'atténuateur** : il règle une puissance par insersion dans la ligne,

— **l'isolateur** : il n'autorise le passage de la puissance que dans un seul sens,

— **le circulateur à trois voies** : c'est un dispositif qui ne permet au signal de circuler que si la voie est adaptée,

— **le coupleur directif** : il est constitué d'un cable blindé à deux âmes. L'une est parcourue par la puissance, l'autre sert de mesure. On peut ainsi détecter les ondes incidentes et réfléchies,

— **le coupleur hybride** : il permet la séparation en deux parties égales de la puissance incidente en apportant un déphasage de 0, $\pi/2$ ou $\pi$ entre les deux voies. Citons :

- le coupleur 3 dB, 90°,
- le coupleur 3 dB, 180°.

## 6.5.2. EXEMPLES D'AMPLIFICATEURS RADIOFRÉQUENCES

Les schémas d'amplificateurs correspondant à ce domaine sont très nombreux. Leur classification peut être effectuée suivant différents critères (classes de fonctionnement, fréquences de travail, largeur de bande...). Nous choisissons le dernier cas.

### 6.5.2.1. Amplificateurs large bande

Ce sont des amplificateurs linéaires travaillant en classe A ou AB. Ils doivent présenter les caractéristiques suivantes :

— bande passante de plusieurs octaves,

— faible bruit,

— faible distorsion d'intermodulation.

**Amplificateur vidéofréquence en classe A.** Le schéma de la figure 6.67 représente un tel amplificateur. Le composant actif est un transistor MOS de puissance compensé en fréquence par le réseau RC connecté entre drain et grille. Le point de repos est stabilisé par une contre-réaction statique. En effet, si le courant de drain a tendance à augmenter, la chute de tension aux bornes de la résistance de 10 Ω augmente aussi. Elle entraîne une diminution du potentiel de polarisation grâce à la diode Zener. L'adaptation de sortie s'effectue par transformateur. Le gain est de 12 dB entre 2 MHz et 30 MHz. Le taux d'ondes stationnaires à l'entrée est 1,2/1.

(Source : document Siliconix, *Application des MOSFET*.)

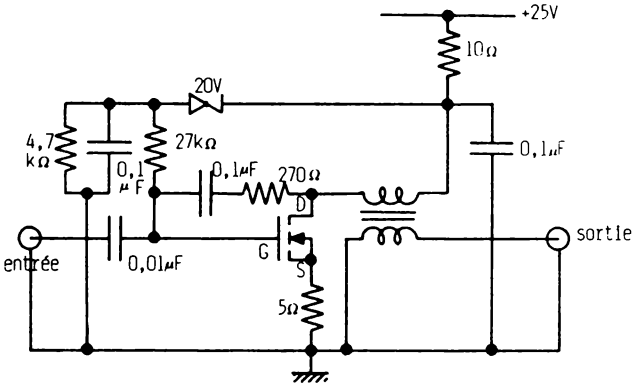



**Figure 6.67**

**Amplificateur VHF large bande en classe AB**. La figure 6.68 représente cet amplificateur push-pull délivrant une puissance de 100 W dans une bande de fréquence de télécommunication militaire 30 MHz - 88 MHz. Les transistors MOS utilisés sont des DV 2880 de chez Siliconix. Le gain en puissance est de 12 dB dans la bande de fréquence de travail. L'emploi des transistors MOS permet une grande stabilité, encore améliorée par les résistances de contre-réaction drain-grille. Les lignes de transmission à transformateurs sont symétrique-symétrique pour l'entrée et la sortie, et

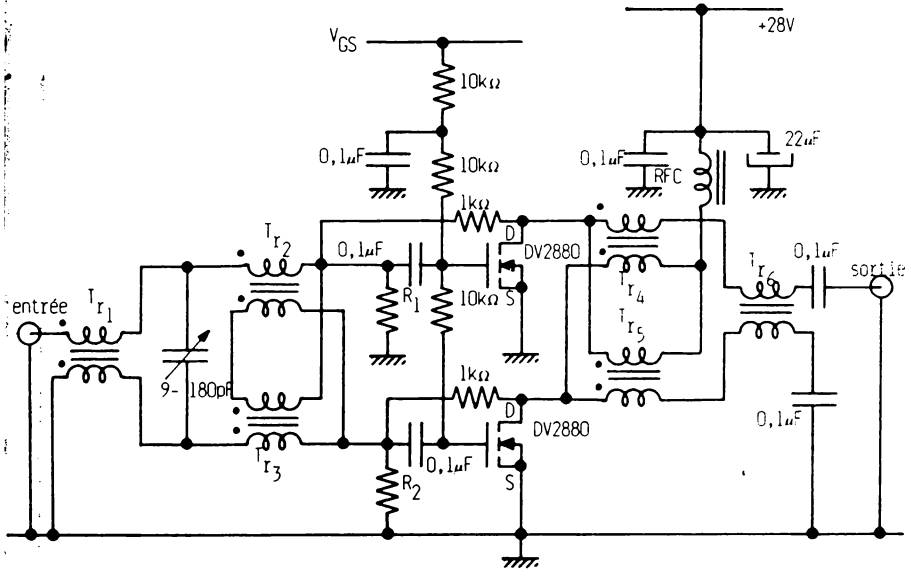



**Figure 6.68**

dissymétrique - symétrique (ou l'inverse) pour la liaison avec les deux transistors. L'ensemble $T_{r_1}$, $T_{r_2}$, $T_{r_3}$ est équivalent à un transformateur « driver » à point milieu et $T_{r_4}$, $T_{r_5}$, $T_{r_6}$ à un transformateur de sortie, aussi à point milieu. Ces lignes de transmission sont aussi utilisées pour adapter les impédances. L'inductance RFC est une « self de choc » permettant la polarisation en classe AB. La puissance dissipée par VMOS est de 50 W.

(Source : note d'application Siliconix AN 80 - 4.)

### 6.5.2.2. Amplificateur à bande étroite

Ces amplificateurs travaillent, sauf exception, en classe C, D ou E. Les éléments sont ajustés pour une seule fréquence de fonctionnement, le circuit de couplage de sortie est un réseau passe-bas ou sélectif. Ce réseau est défini de manière à adapter les impédances et à supprimer les harmoniques de rang supérieur à 1 (sauf dans le cas des multiplicateurs de fréquence). Les classes D ou E sont utilisées dans les bandes HF et début VHF.

**Amplificateur VHF en classe C.** La figure 6.69 représente un amplificateur pouvant travailler à fréquence fixe, ajustée, dans une bande 225 - 400 MHz. Le transistor utilisé est un 2N 5016 de chez RCA. Il est polarisé en classe C par l'inductance de choc connectée entre base et émetteur ($V_{BE_0} = 0$). C'est un montage émetteur commun non compensé en fréquence (pas de réseau de neutrodynage). Entrée et charge sont adaptés par des réseaux LC. La puissance de sortie peut atteindre 17 watts pour une puissance d'entrée de 6 watts. Le TOS d'entrée n'excède pas 2/1.

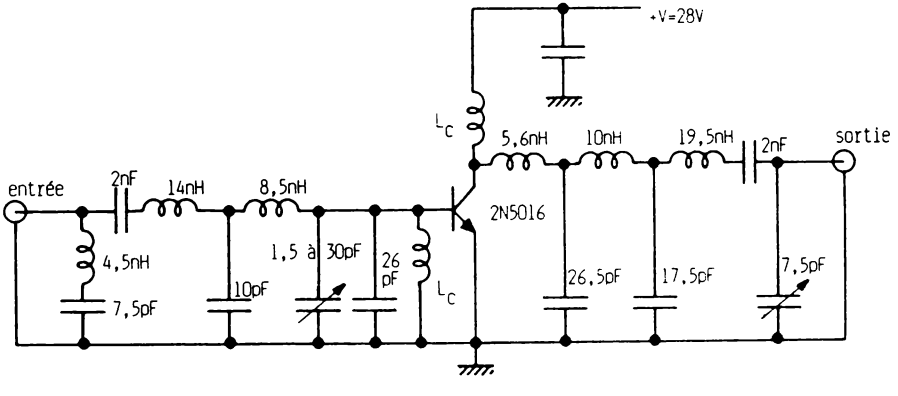



**Figure 6.69**

**Amplificateur HF en classe D** (figure 6.70). C'est un amplificateur pour émetteur 27 MHz en modulation d'amplitude appliqué à la CB (*Citizen Band*). Le transistor MPS 8000 travaille en modulateur et est polarisé en classe C.

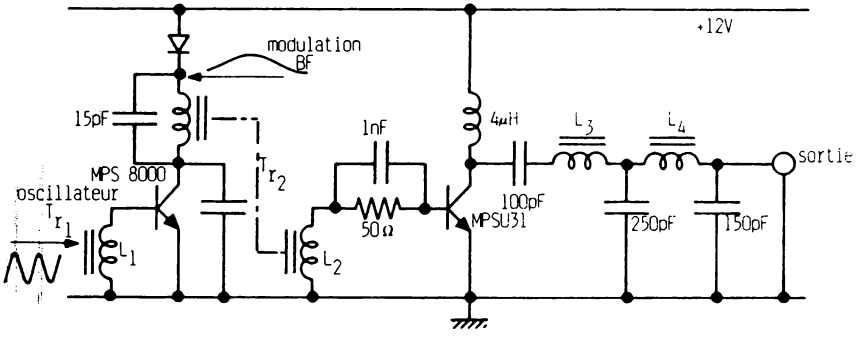



**Figure 6.70**

Il reçoit un signal de l'oscillateur à fréquence fixe (non représenté). La modulation s'effectue sur le collecteur. La liaison entre ce modulateur et l'étage de puissance est réalisée par un transformateur transmettant les crêtes du signal HF modulé en amplitude. Comme le transistor de sortie travaille en commutation (classe D), le signal obtenu sur son collecteur est un signal PWM. La puissance de sortie sur antenne est de 3,5 W.

(Source : *Électronique Applications* n° 17, p. 99.)

**Amplificateur VHF en classe E.** Nous avons présenté le principe de cette classe de fonctionnement au chapitre 1. C'est une amélioration de la classe D, dans le sens où les éléments qui accompagnent le transistor sont calculés de manière à obtenir les formes d'ondes souhaitées et non pour constituer un circuit résonant à la fréquence de travail.

Rappelons qu'en classe D, au moment de la commutation, tension $v_{CE}$ et courant $i_C$ évoluent en même temps. Il y a perte d'énergie. Alors qu'en classe E, le courant $i_C$ n'évolue que lorsque $v_{CE}$ est minimale (transistor saturé). Le schéma de la figure 6.71 correspond à un amplificateur de 5 W pour une fréquence de 70 MHz. Le rendement est meilleur que 90 %. Ce

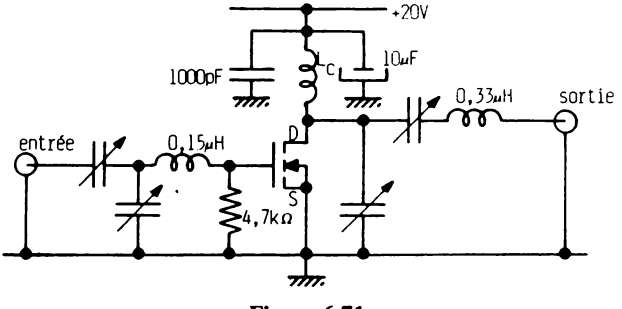



**Figure 6.71**

procédé ne peut être utilisé industriellement car il est protégé par la licence VS Patent 3 - 919. G 56 de N. Sokal.

(Sources : *Application des MOSFET de puissance*, Siliconix et « L'amplification HF en classe E », *Électronique Applications* n° 17, p. 25.)

### 6.5.2.3. Amplificateur en technologie microstrip

Cette technologie qui correspond à imprimer des lignes, condensateurs et inductances, présente une grande stabilité dans le temps et permet de travailler dans les bandes VHF et SHF. Le schéma de la figure 6.72 représente un amplificateur 10 W pour une fréquence comprise entre 225 MHz et 400 MHz. Les impédances $Z_1$, $Z_2$ et $Z_3$ sont des microstripline de dimension imposée :

$Z_1$ = 18,29 mm × 4,115 mm
$Z_2$ = 17,27 mm × 4,115 mm
$Z_3$ = 55,88 mm × 1,27 mm

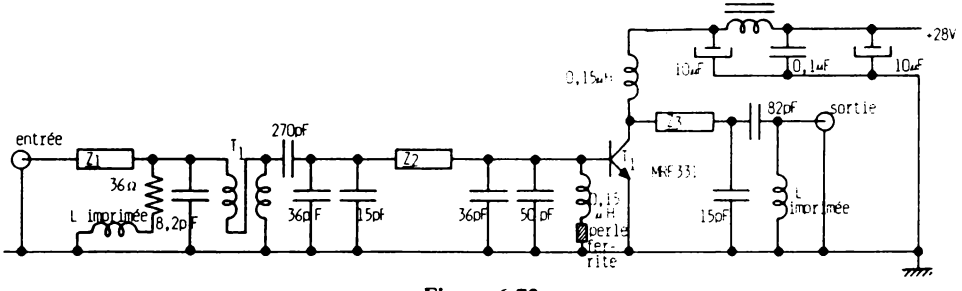



**Figure 6.72**

Les capacités $C_1$...$C_8$ sont aussi imprimées et le transformateur $T_1$ est un cable coaxial de longueur 4,45 cm connecté suivant le schéma de la figure 6.73.

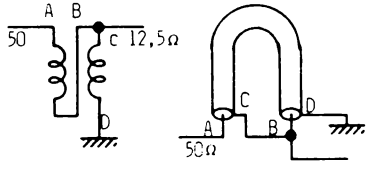



**Figure 6.73**

(Source : *RF Device Data*, Motorola Semiconductor, 1986, p. 4545.)

CHAPITRE 7

# Réalisations — Circuits intégrés de puissance

Ce chapitre complète les précédents dans le sens où quelques réalisations ont été citées comme exemples d'applications. Les schémas d'amplificateurs de puissance sont très nombreux et différenciés, dans certains cas, par quelques détails. Une schémathèque complète ferait l'objet d'un seul ouvrage. Certains auteurs ont travaillé dans ce sens et sont cités en bibliographie.

Ainsi nous efforcerons-nous de ne présenter que les exemples fondamentaux en « balayant le temps » (de l'origine des transistors à la réalité actuelle des circuits intégrés).

**Remarques**

— Les sources citées permettent d'obtenir des informations complémentaires ne serait-ce que pour la référence des composants.

— Tous les amplificateurs sont construits à partir de fonctions de base. Celles-ci sont étudiées séparément dans les chapitres qui précédent. Il sera utile d'y revenir, pour bien comprendre leur utilité.

— Réaliser un amplificateur, impose de bien connaître l'électronique. Un seul élément défectueux ou incorrect suffit pour tout bloquer. Il faut savoir le détecter.

— **Dans tous les schémas qui suivent, la contre-réaction est représentée en traits pleins.**

## 7.1. PREMIERS AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE A TRANSISTORS

C'est la génération des années soixante, début soixante-dix. Les transistors sont d'abord à polarités PNP, puis complémentaires. Excepté l'amplificateur push-pull parallèle utilisé dans les récepteurs radio-fréquences et alimentés par piles, ils sont tous à configuration série.

**Schéma 1** (figure 7.1)

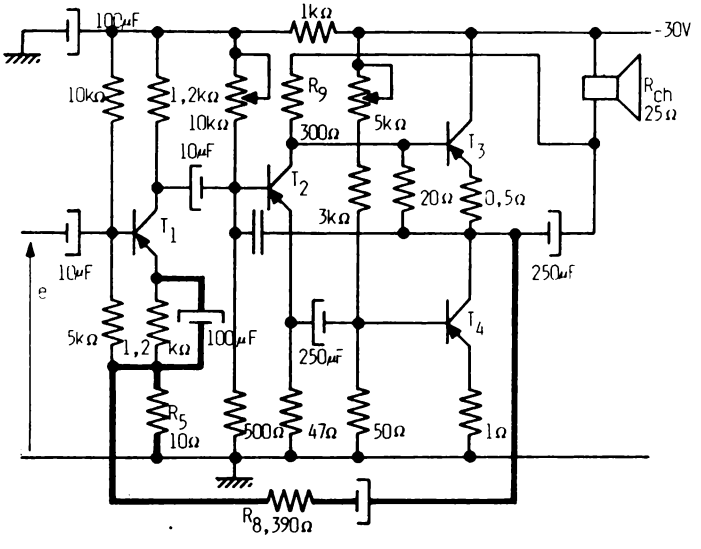



**Figure 7.1**

L'étage de puissance est constitué de deux transistors PNP germanium. $T_4$ travaille en émetteur commun, polarisé par pont et $T_3$ en collecteur commun polarisé par $T_2$. Ce dernier travaille en charge répartie dissymétrique afin de fournir deux signaux opposés, aux transistors de sortie ; il est polarisé par le pont ajustable. Le transistor $T_1$ joue le rôle d'amplificateur différentiel, le retour s'effectuant sur son émetteur. La contre-réaction n'étant que dynamique, le point de repos de sortie n'est pas asservi. Il y a bootstrappage réalisé avec le condensateur de liaison de sortie et la résistance $R_9$. Le gain en tension de l'ensemble est défini par le diviseur $R_8 - R_5$. Il est de 40 soit 32 dB.

**Schéma 2** (figure 7.2)

Il marque une évolution par rapport au précédent. L'étage de sortie est à transistors complémentaires $T_3 - T_4$, polarisés par une résistance ajustable. Il est piloté par $T_2$ travaillant en émetteur commun et chargé par $R_9$ reliée à la sortie (bootstrapp). Le transistor $T_1$ travaille en préamplificateur émetteur commun. La contre-réaction dynamique est assurée par $R_{12} - R_3$. Cette résitance $R_3$ représente la résistance de sortie du premier étage. Le gain en tension de l'amplificateur de sortie, en excluant celui du préamplificateur d'entrée, est défini par le rapport $R_{12}/R_3$ car nous sommes en configuration inverseuse. Ainsi $R_{12}/R_3 = 10$ soit 20 dB. La stabilité thermique du point de repos est celle de l'ensemble des deux montages émetteurs communs $T_1$ et $T_2$.

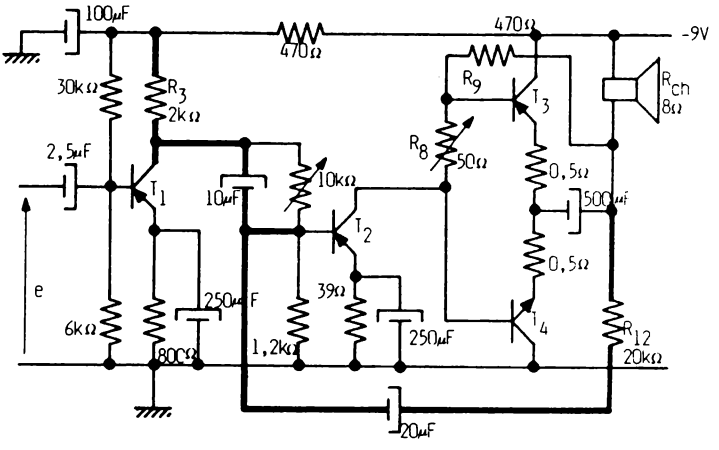



**Figure 7.2**

**Schéma 3** (figure 7.3)

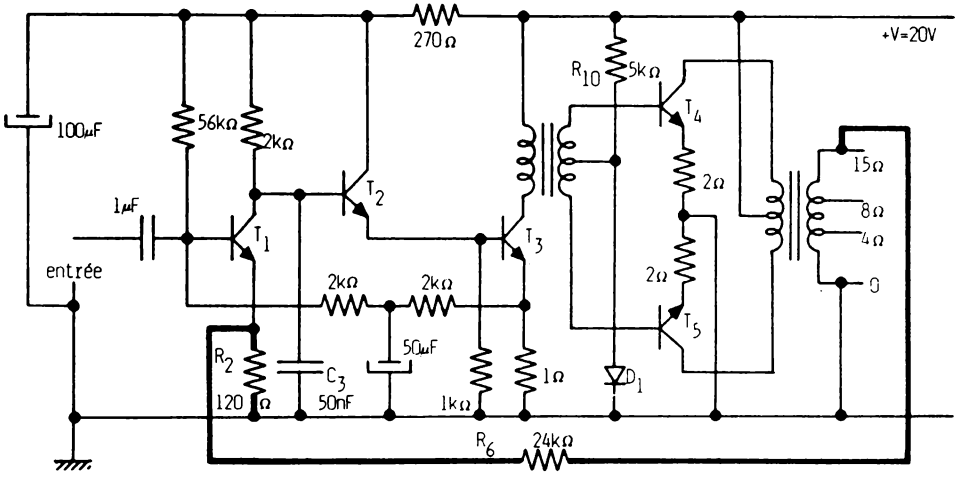



**Figure 7.3**

C'est un schéma d'amplificateur à transformateur de sortie. La polarisation des transistors $T_4$ et $T_5$ est réalisée avec la diode $D_1$ et la résistance $R_{10}$. Le transformateur de puissance présente plusieurs sorties en fonction de l'impédance des haut-parleurs utilisés. Le transistor $T_3$ fonctionnant en émetteur commun classe A est chargé par le transformateur driver. Il est piloté par le collecteur commun $T_2$ celui-ci recevant le signal de l'amplificateur différentiel $T_1$. La capacité $C_3$ compense le montage en fréquence. La contre-réaction dynamique est assurée par les résistances $R_2$ – $R_6$. Le gain

en tension de l'ensemble est alors sensiblement de 200 soit 46 dB. Pour déterminer celui de la chaîne directe, il faudrait connaître le rapport de transformation des transformateurs « driver » et de sortie.

**Schéma 4** (figure 7.4)

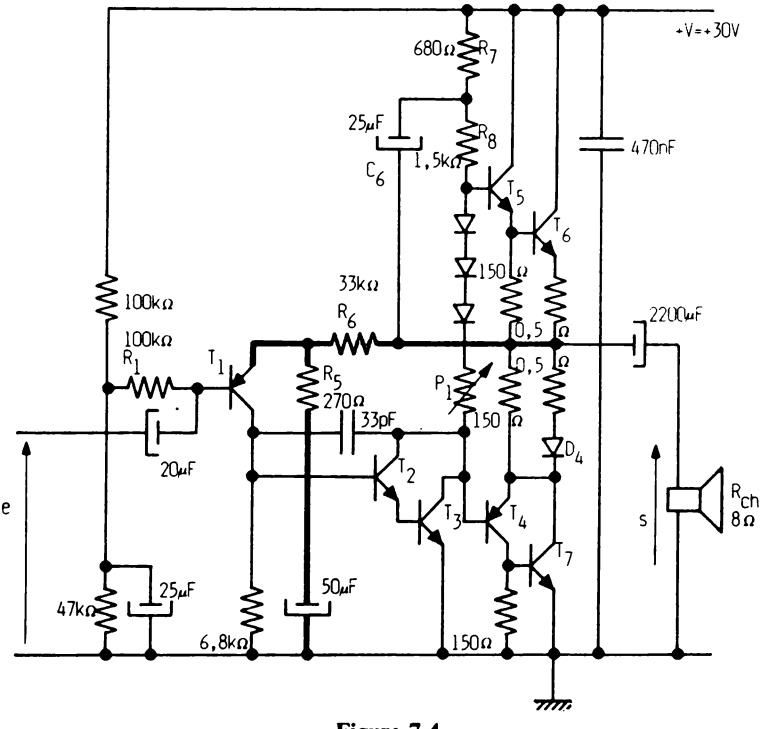



**Figure 7.4**

Le push-pull de sortie utilise un Darlington simple $T_5$ – $T_6$ et composite $T_4$ – $T_7$. Il est polarisé en classe AB par trois diodes en séries et la résistance ajustable $P_1$. La diode $D_4$ symétrise cet étage. Dans certains montages, elle est connectée entre le collecteur de $T_7$ et l'émetteur de $T_4$. L'étage « driver » est un émetteur commun à Darlington simple $T_2$ – $T_3$. Sa charge est constituée des résistances $R_7$ – $R_8$ boostrappées par $C_6$. Le transistor $T_1$ travaille en amplificateur différentiel, il est polarisé par un pont découplé et la résistance $R_1$. La contre-réaction est statique par $R_6$ et dynamique par $R_6$ – $R_5$. Le gain en tension de l'ensemble est défini par la relation:

$$G_v = \frac{R_6 + R_5}{R_6} \simeq \frac{33\,000}{270} \simeq 120 \quad \text{soit} \quad 41{,}5 \text{ dB}$$

**Schéma 5** (figure 7.5)

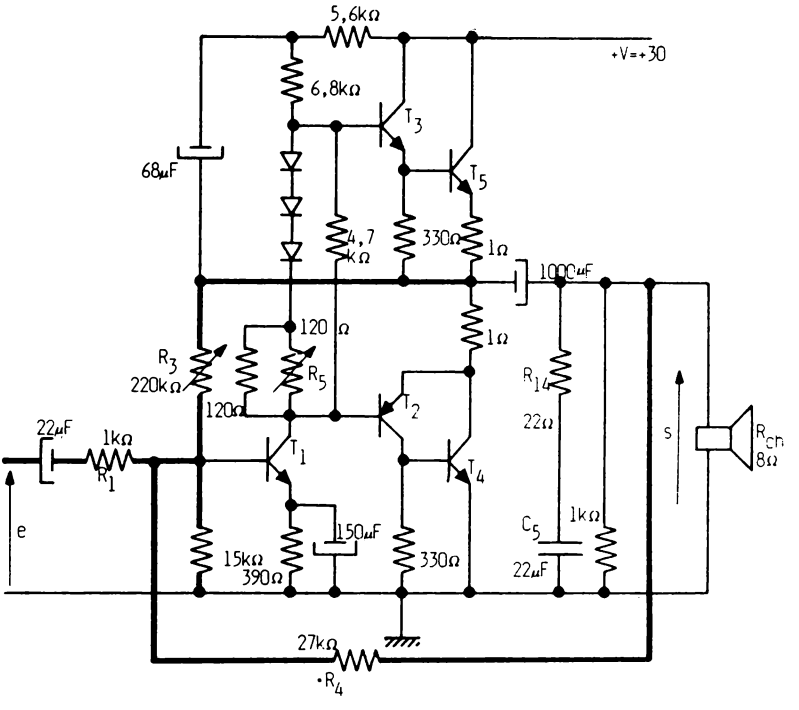



**Figure 7.5**

C'est une configuration en inverseur qui est présentée. L'étage de puissance est constitué d'un Darlington simple $T_3 - T_5$ et d'un Darlington composite $T_2 - T_4$. Il est polarisé par trois diodes et une résistance ajustable $R_5$. L'étage qui précède est à la fois amplificateur émetteur commun (avec bootstrapp) et comparateur. La contre-réaction statique est assurée par la résistance ajustable $R_3$ alors que la contre-réaction dynamique fait intervenir $R_3$ en parallèle avec $R_4$ . $R_2$ n'intervient pas dans le résultat (voir chapitre 5). Le gain de l'ensemble s'écrit

$$G_v = -\frac{R_4 // R_3}{R_1} \simeq \frac{R_4}{R_1} = 27 \quad \text{soit} \quad 28\ \text{dB}$$

La compensation en fréquence est assurée par $R_{14} - C_5$.

**Schéma 6** (figure 7.6)

(Source : *Manuel d'application des transistors*, NS.)

C'est toujours un amplificateur à liaison capacitive mais encore plus moderne que les précédents. L'étage de puissance est à Darlington composites polarisés par un multiplicateur de jonctions $T_3$. L'étage qui précède est un

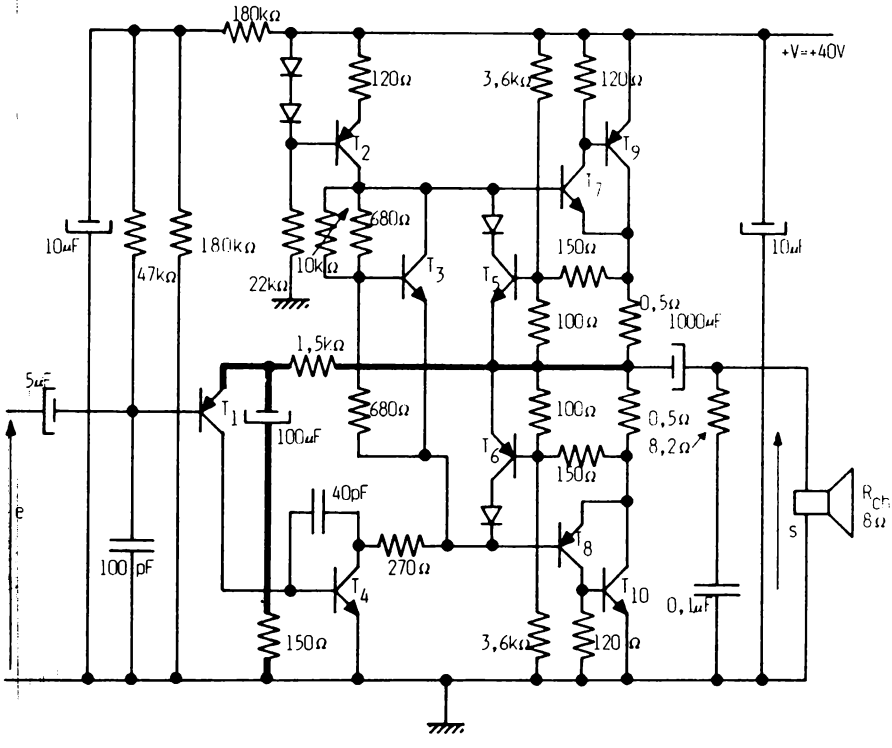



**Figure 7.6**

émetteur commun $T_4$ chargé par un générateur de courant $T_2$. Le transistor $T_1$ travaille en amplificateur différentiel, avec retour statique et dynamique. Le gain en tension est

$$G_v = \frac{15\,000 + 150}{150} \simeq 100 \quad \text{soit} \quad 40\ \text{dB}$$

A noter, comme pour tous les amplificateurs de ce genre, le découplage du premier étage et le double circuit de limitation en intensité constitué des transistors $T_5$ et $T_6$. Chaque transistor voit trois résistances dont les valeurs sont 150 Ω, 100 Ω et 3,6 k Ω. Cette dernière permet un courant de court-circuit plus faible que le courant maximum admissible en régime normal (en dynamique). Les compensations en fréquence sont assurées par le condensateur de 40 pF et le réseau 8,2Ω − 0,1 μF connecté aux bornes de la sortie.

## 7.2. GÉNÉRATION ACTUELLE D'AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE A TRANSISTORS

Ce sont en général des amplificateurs continus utilisant comme comparateur, un amplificateur différentiel à deux transistors et pourvus d'une limitation en intensité.

### 7.2.1. PUSH-PULL A TRANSISTORS BIPOLAIRES

**Schéma 1** (figure 7.7)

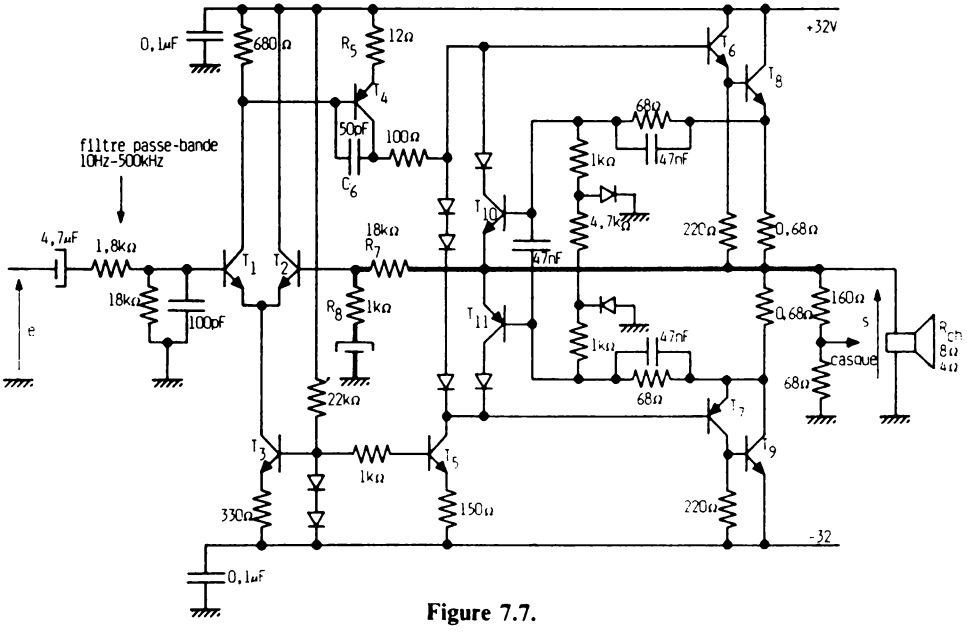



**Figure 7.7.**

C'est un schéma à la fois simple, classique, et efficace. Le push-pull de sortie constitué d'un Darlington NPN $T_6$ – $T_8$ et PNP composite $T_7$ – $T_9$ est polarisé par trois diodes. Le transistor $T_4$ travaille en émetteur commun. Il est chargé par un générateur de courant $T_5$ et linéarisé par la résistance $R_5$. L'amplificateur différentiel d'entrée, polarisé par le générateur de courant

$T_3$ voit sur la base de $T_1$, un filtre passe-bande permettant de travailler en audiofréquence. Son rôle est d'éliminer les hautes fréquences parasites issues du préamplificateur. La limitation en intensité est assurée par les transistors $T_{10}$ et $T_{11}$. Ce montage présente un très bon taux de réjection d'alimentation. Les deux contre-réactions sont présentes et le gain de l'ensemble est

$$G_v = \frac{R_7 + R_8}{R_8} = 19 \quad \text{soit} \quad 25\,\text{dB}$$

La dynamique de sortie maximale étant sensiblement 22 V pour un fonctionnement correct, la puissance espérée est alors de 60 W sur 4 Ω ou 30 W sur 8 Ω.

Notons le seul élément de compensation en fréquence qui est $C_6$.

**Schéma 2** (figure 7.8)

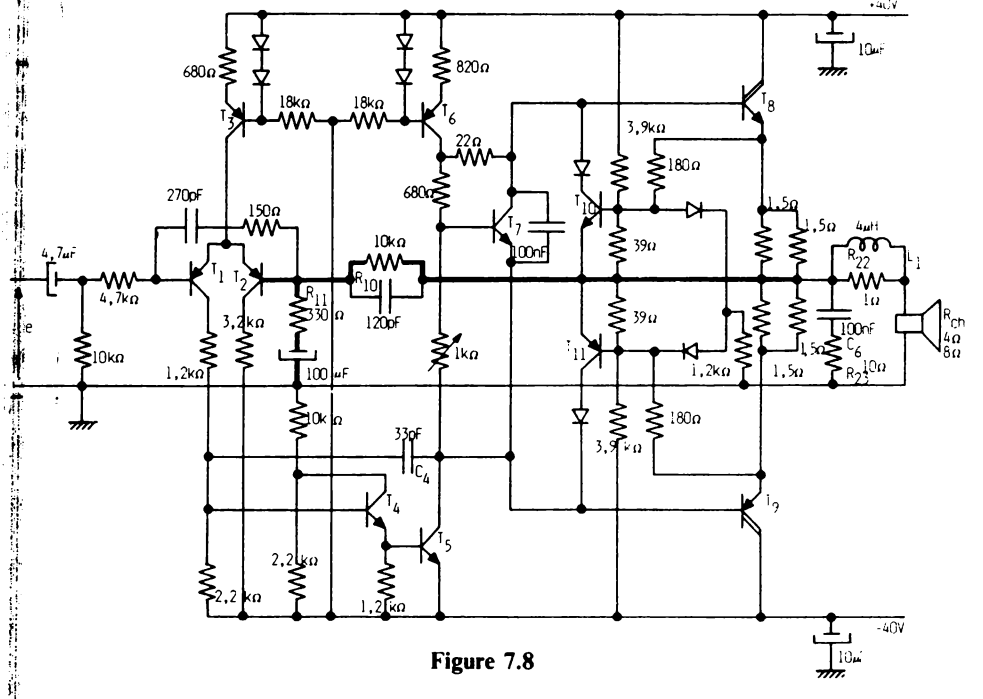



**Figure 7.8**

(Source : *Elektor*, juillet-août 1984.)

Ce schéma est assez voisin du précédent. L'amplificateur différentiel $T_1 - T_2$, polarisé par le générateur du courant $T_3$ attaque le montage collecteur commun $T_4$. L'émetteur commun qui suit est chargé par un générateur de courant $T_6$ et pilote le push-pull de sortie constitué des Darlington intégrés $T_8 - T_9$. Ceux-ci sont polarisés par le multiplicateur de jonctions $T_7$. La limitation en intensité est assurée par $T_{10}$ et $T_{11}$. Celle-ci impose un courant

de court-circuit plus faible que celui admissible en régime normal de fonctionnement. Les éléments de stabilisation en fréquence sont : le condensateur $C_4$, le réseau $R_{23} - C_6$ aux bornes de la sortie et l'inductance $L_1$, connectée en parallèle avec la résistance $R_{22}$. Cette inductance est constituée de vingt spires de fil de cuivre émaillé de 1 mm de diamètre, bobiné autour de $R_{22}$. Les deux contre-réactions statique et dynamique existent et le gain en tension de l'ensemble devient

$$G_v = \frac{R_{10} + R_{11}}{R_{11}} = \frac{10\,330}{330} = 31{,}3 \quad \text{soit} \quad 30\ \text{dB}$$

La puissance de sortie annoncée est 97 W sur 4 Ω ou 75 W sur 8 Ω. Les autres caractéristiques sont :

— courant de repos, 50 mA,
— impédance d'entrée, 10 k Ω,
— niveau d'entrée, 760 mV,
— distorsion harmonique à puissance maximale, 0,01 %,
— distorsion d'intermodulation, 0,02 %,
— bande passante à 3 dB, 10 Hz – 60 kHz.

**Schéma 3** (figure 7.9)

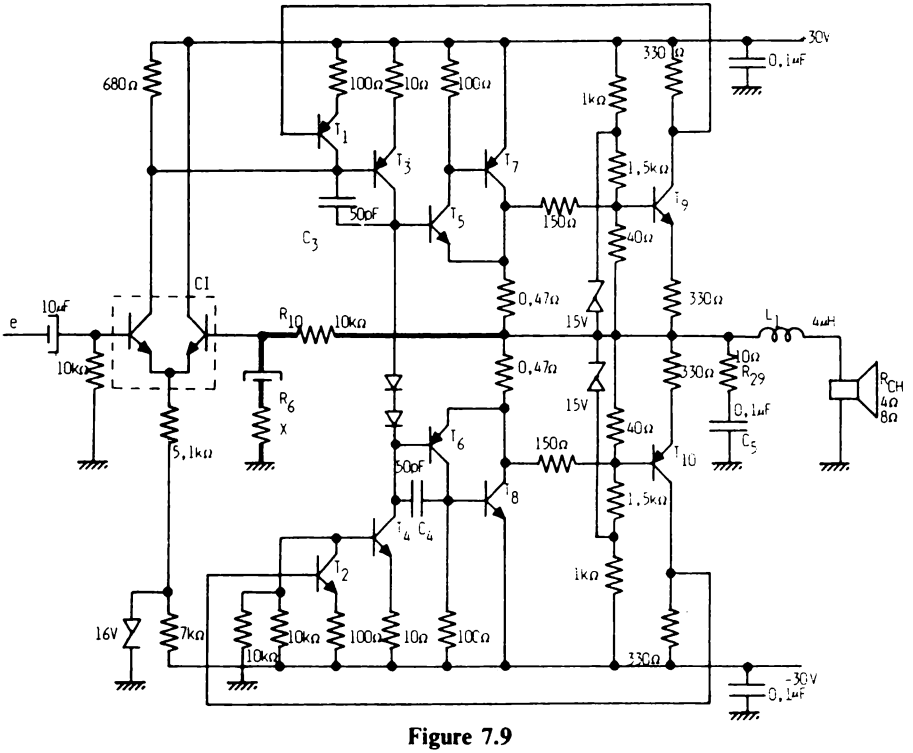



**Figure 7.9**

Ce schéma est intéressant à consulter pour sa limitation en intensité. L'amplificateur différentiel à deux transistors est un circuit intégré. Il pilote l'émetteur commun $T_3$ chargé par le générateur de courant $T_4$. L'étage de puissance est constitué des Darlington composites $T_5 - T_7$ et $T_6 - T_8$. La protection est assurée, pour la partie positive par $T_9$ qui commande $T_1$, celui-ci limitant l'émetteur commun $T_3$ et pour la partie négative par $T_{10}$ qui commande $T_2$, celui-ci limitant le générateur de courant $T_4$. Les éléments de stabilisation en fréquence sont $C_3$, $C_4$, $C_5$ et $R_{29}$ puis $L_1$. La contre-réaction dynamique nous donne un gain en tension

$$G_v = \frac{R_{10} + R_6}{R_6}$$

Il reste à définir $R_6$ en fonction du gain d'ensemble et du gain de boucle.

**Schéma 4** (figure 7.10)

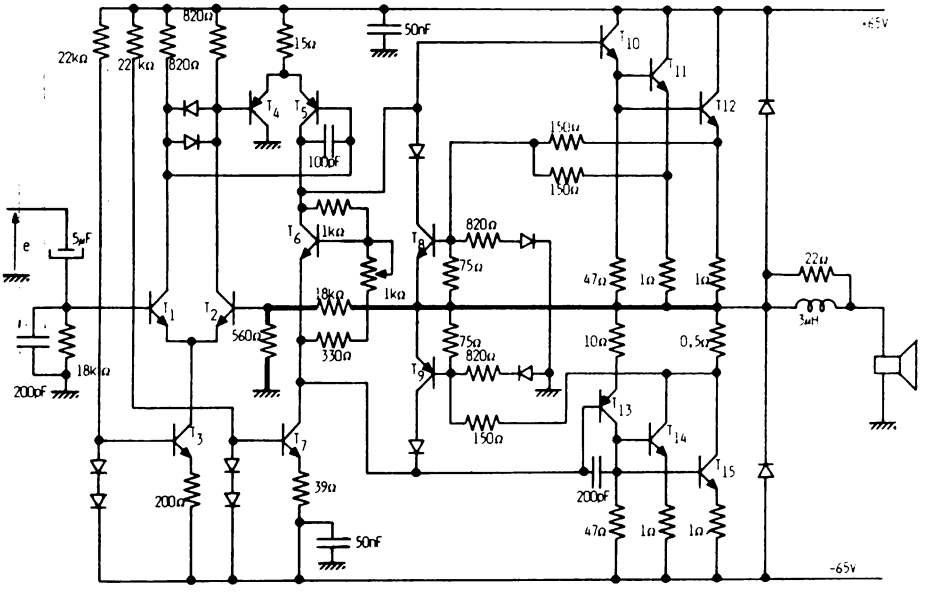



**Figure 7.10**

L'amplificateur différentiel $T_1 - T_2$ polarisé par le générateur de courant $T_3$, pilote un second amplificateur pseudo-différentiel $T_4 - T_5$. Le transitor $T_5$ chargé par le générateur de courant $T_7$, pilote l'étage de sortie. Ce push-pull de puissance est constitué, pour la partie supérieure, de deux transistors NPN $T_{11}$ et $T_{12}$ connectés en parallèle et pilotés par $T_{10}$ (ils forment un Darlington NPN simple), et pour la partie inférieure d'un

Darlington composite ($T_{14}$ et $T_{15}$ en parallèle, pilotés par $T_{13}$). La polarisation de ce push-pull est réalisée par le multiplicateur de jonctions $T_6$. La limitation en intensité s'effectue par les transistors $T_8$ et $T_9$. Les éléments de compensation en fréquence sont : la capacité de 100 pF aux bornes du transistor $T_5$, celle de 200 pF aux bornes de $T_{13}$ et l'inductance de 3 µH correspondant à 10 spires de fil de cuivre émaillé, bobiné autour de la résistance de 22 Ω. Les contre-réactions statique et dynamique sont identiques. Le gain en tension de l'ensemble est alors

$$G_v = \frac{18\,000 + 560}{560} = 33{,}1 \quad \text{soit} \quad 30\ \text{dB}$$

**Schéma 5** (figure 7.11)

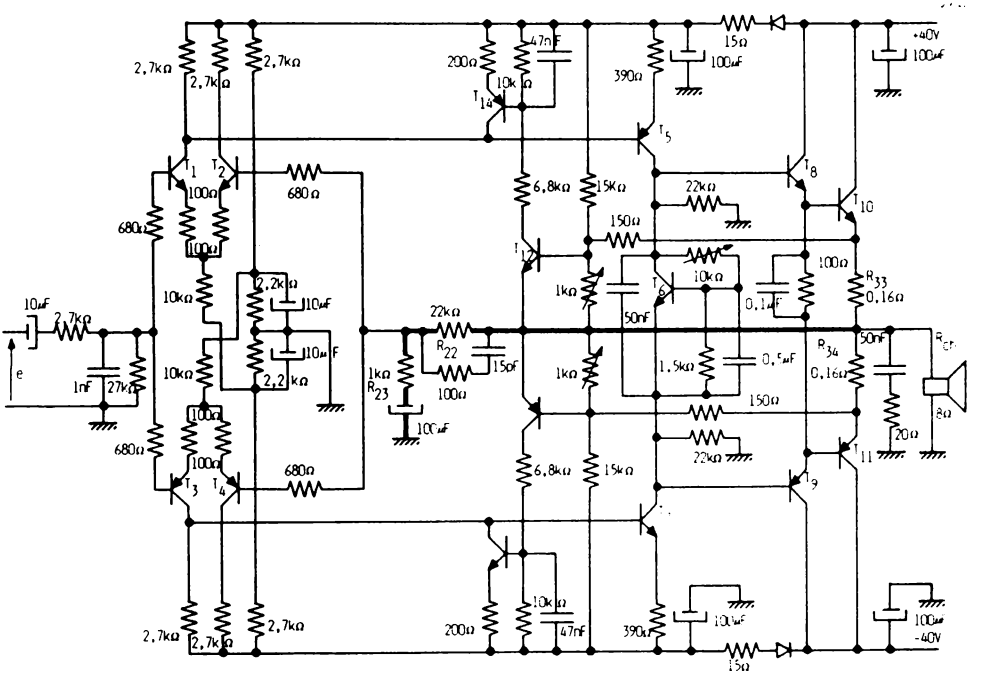



**Figure 7.11**

(Source : *Radio Plans*, novembre 1980.)

Ce schéma d'amplificateur de puissance est particulier dans le sens où il est intégralement symétrique ce qui lui confère une certaine attirance, sans pour autant présenter des caractéristiques exceptionnelles. Les amplificateurs différentiels $T_1 - T_2$ et $T_3 - T_4$ pilotent chacun un émetteur commun $T_5$ et $T_7$ en regard l'un de l'autre. L'étage de sortie à Darlington simples $T_8 - T_{10}$ et $T_9 - T_{11}$ est polarisé par le multiplicateur de jonction $T_6$. La

polarisation de cet étage est proche de la classe B à cause des faibles valeurs des résistances $R_{33}$ et $R_{34}$. La protection se fait par anticipation. Pour la partie positive, le transistor $T_{12}$ pilote $T_{14}$, celui-ci limitant le courant dans l'émetteur commun $T_5$. Pour la partie négative, le raisonnement est identique. Le gain en tension de l'ensemble vaut

$$G_v = \frac{R_{22} + R_{23}}{R_{23}} = \frac{22\,000 + 1\,000}{1\,000} = 23 \quad \text{soit} \quad 27 \text{ dB}$$

Pour une alimentation de 40 V et une charge de 8 Ω, on peut espérer une puissance de sortie de 60 W.

**Schéma 6** (figure 7.12)

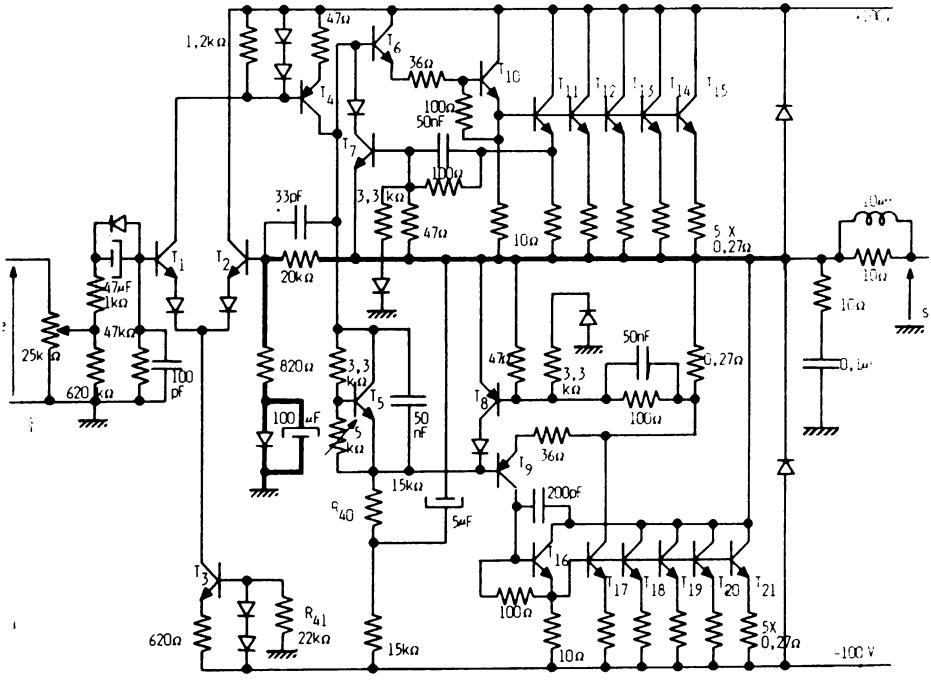



**Figure 7.12**

(Source : *Revue du son*, janvier 1974.)

C'est un exemple d'amplificateur de forte puissance, alimenté symétriquement par ± 100 V. L'amplificateur différentiel d'entrée $T_1$ – $T_2$ polarisé par son générateur de courant $T_3$ pilote le montage émetteur commun $T_4$ chargé par les résistances $R_{40}$ et $R_{41}$ bootstrappées. Le push-pull de sortie est constitué d'un Darlington simple à trois étages pour la partie NPN ($T_6$

pilote $T_{10}$ qui lui-même pilote $T_{11}$, $T_{12}$, $T_{13}$, $T_{14}$ et $T_{15}$ connectés en parallèle) et d'un Darlington composite lui aussi à trois étages pour la partie PNP ($T_9$ pilote $T_{16}$ qui lui-même pilote $T_{17}$, $T_{18}$, $T_{19}$, $T_{20}$ et $T_{21}$ connectés en parallèle). La limitation en courant est assurée par les transistors $T_7$ et $T_8$. $T_5$ travaille en multiplicateur de jonctions. Le gain en tension de l'ensemble vaut

$$G_v = \frac{20\,000 + 820}{820} = 25{,}4 \quad \text{soit} \quad 28\ \text{dB}$$

La puissance de sortie prévue est de 500 W.

## 7.2.2. PUSH-PULL A TRANSISTORS MOS DE PUISSANCE

### 7.2.2.1. Transistors MOS complémentaires

**Schéma 1** (figure 7.13)

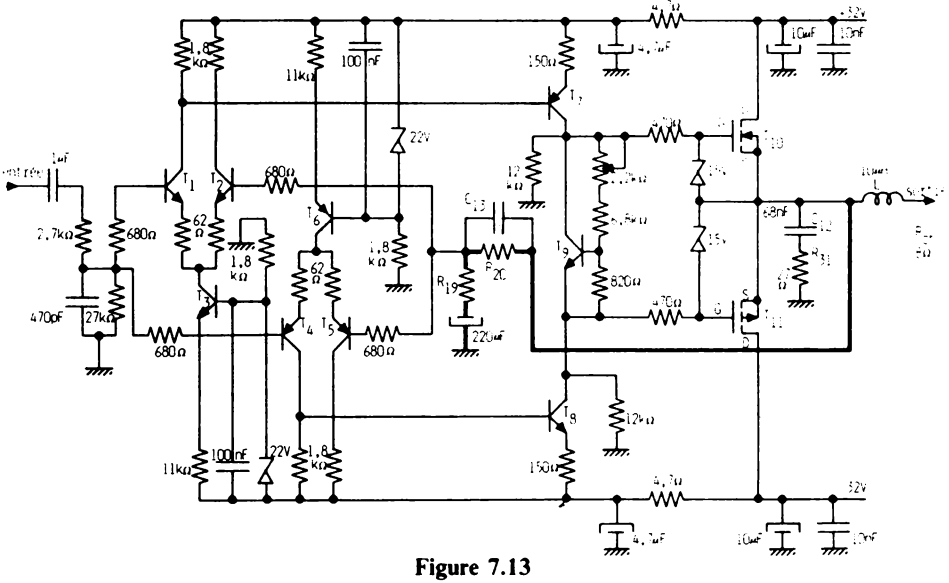



**Figure 7.13**

(Source : *Radio Plans-Electronique Loisirs* n° 434, janvier 1984, p. 87.)

Cet amplificateur est conçu pour fournir une puissance de 35 W sur une charge de 8 Ω. Il est construit de manière identique à celui de la figure 7.11.

Les deux amplificateurs différentiels $T_1 - T_2$ et $T_4 - T_5$ polarisés par générateurs de courant voient le signal d'entrée et celui de retour. Ils pilotent chacun un émetteur commun $T_7$ et $T_8$ en regard l'un de l'autre. Le multiplicateur de jonction $T_9$ polarise les deux transistors MOS complémentaires $T_{10}$ et $T_{11}$ fonctionnant en classe AB. L'ensemble est correctement découplé (alimentations, références de tension). La stabilité en fréquence est assurée par le réseau de sortie $R_{31} - C_{12}$, l'inductance L sans fer (fonction de la charge) et la capacité $C_{13}$ de retour dont la valeur est de quelques dizaines de picofarads. Le gain de la chaîne directe étant suffisamment important, celui de la boucle fermée peut prendre deux valeurs en fonction de la résistance $R_{20}$

$$G_{v_1} = \frac{R_{20} + R_{19}}{R_{19}} = \frac{18\,000 + 1\,500}{1\,500} = 13 \quad \text{soit} \quad 22\ \text{dB}$$

$$G_{v_2} = \frac{33\,000 + 1\,500}{1\,500} = 23 \quad \text{soit} \quad 27\ \text{dB}$$

Ce montage permet un taux de distorsion d'intermodulation transitoire relativement faible ce qui le place dans la catégorie des amplificateurs HiFi.

**Schéma 2** (figure 7.14)

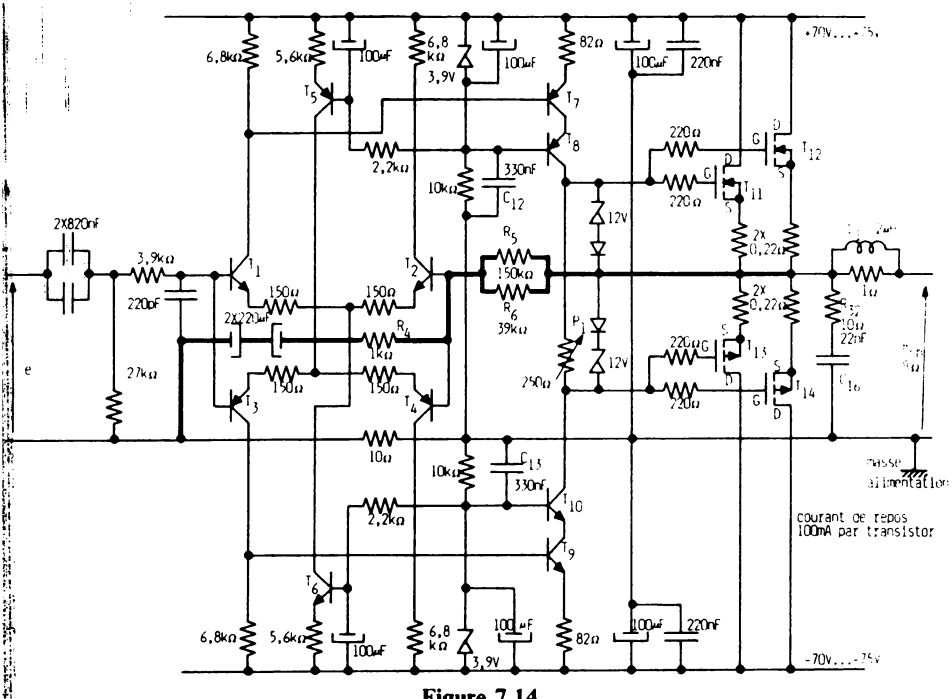



**Figure 7.14**

(Source : *Elektor*, décembre 1982, p. 34.)

Cet amplificateur alimenté entre ± 70 V... 75 V permet une puissance de sortie de 140 W sur 8 Ω. Il est construit de manière identique au précédent. Les deux amplificateurs différentiels d'entrée $T_1 - T_2$ et $T_3 - T_4$ polarisés par les générateurs de courant $T_6$ et $T_5$, pilotent chacun d'eux un montage cascode $T_7 - T_8$, et $T_9 - T_{10}$. Rappelons que le montage cascode, constitué d'un émetteur commun à gain de 1 d'entrée suivi d'une base commune permet une très grande bande passante. Le push-pull de sortie utilise des transistors MOS complémentaires mis en parallèle deux à deux $T_{11}$ avec $T_{12}$ et $T_{13}$ avec $T_{14}$. La polarisation en classe AB (100 mA par transistor de puissance) est assurée par le potentiomètre $P_1$ qui peut être remplacé par un multiplicateur de jonctions. Les compensations en fréquence sont $R_{32} - C_{16}$ puis $L_1$ en sortie et $C_{12} - C_{13}$ entre collecteur et base des transistors travaillant en base commune. Le gain en tension est

$$G_v = \frac{R_5 // R_6 + R_4}{R_4} = 32 \quad \text{soit} \quad 30\ \text{dB}$$

Les caractéristiques annoncées sont :

— distorsion harmonique, 0,01 %,
— bande passante à 3 dB, 4 Hz - 160 kHz,
— niveau d'entrée, 1 V.

### 7.2.2.2. Transistors MOS canal N

**Schéma 1** (figure 7.15)
(Source : notes d'application des MOSFET de puissance, Siliconix, référence TA82 – 1.)

C'est un amplificateur de puissance de sortie 25 W à polarisation automatique. Cette polarisation a été présentée au paragraphe 5.2.1.2. Elle permet un contrôle du courant de repos des transistors MOS de puissance canal N fonctionnant en classe AB (le procédé est protégé par brevet). Le principe de l'amplificateur dans sa fonction principale est défini de la manière suivante. L'amplificateur différentiel d'entrée pilote directement les MOS de puissance. $T_1$ vers $T_4$, celui-ci travaillant en source commune et $T_2$ vers $T_3$ travaillant en drain commun. Ce montage présente une dissymétrie de fonctionnement en sortie (inconvénient pallié dans le schéma présenté ci-après). Le gain en tension est défini par les résistances $R_{23}$ et $R_{24}$

$$G_v = \frac{R_{23} + R_{24}}{R_{24}} = \frac{2\,200 + 150}{150} = 15{,}6 \quad \text{soit} \quad 24\ \text{dB}$$

et le retour est dynamique.

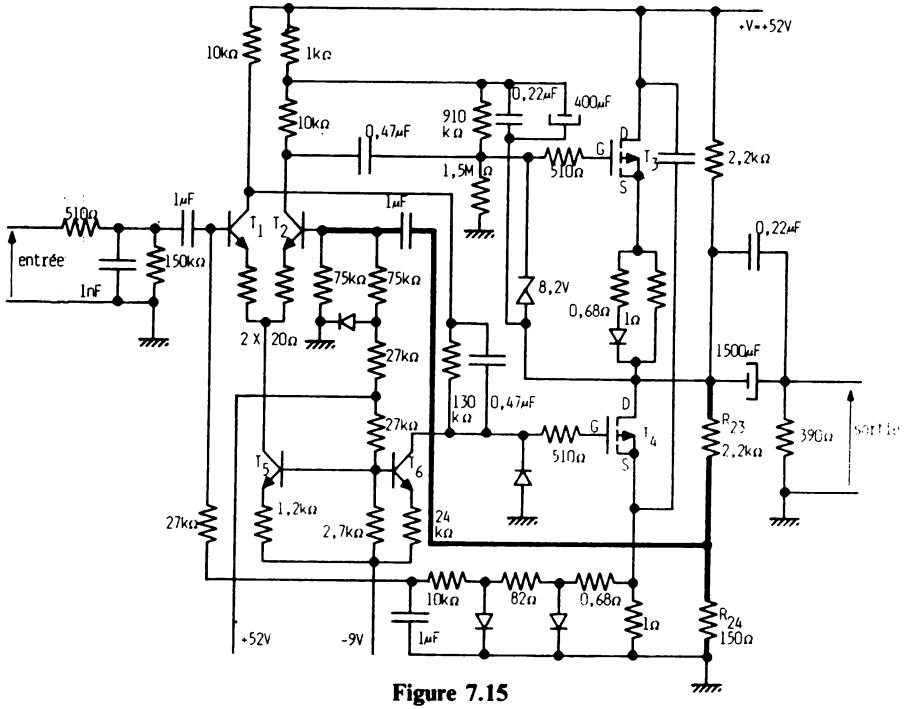



**Figure 7.15**

**Schéma 2** (figure 7.16)

(Source : notes d'application des MOSFET de puissance, Siliconix, référence AN 76-3.)

Ce schéma d'amplificateur de puissance de sortie de 80 W utilise des transistors canal N mis en parallèle trois à trois. Le fonctionnement est rendu symétrique grâce au principe de l'attaque qui est étudié aux paragraphes 2.6.1.2. et 2.6.3. Le principe de l'ensemble est le suivant. L'amplificateur différentiel d'entrée $T_1 - T_2$ pilote un second amplificateur différentiel $T_3 - T_4$. Ce dernier alimente en courant les éléments du circuit intégré CA 3045 qui lui-même pilote les circuits de commande en courant des transistors MOS de puissance. Les retours statique et dynamique sont assurés par les résistances de 20 kΩ et 1 kΩ permettant un gain en tension

$$G_v = \frac{20\,000 + 1\,000}{1\,000} = 21 \quad \text{soit} \quad 26\ \text{dB}$$

La polarisation en classe AB impose un courant de repos total de 300 mA. L'amplificateur présente une bande passante jusqu'au delà du mégahertz et un slew rate de 100 V/µs. La protection de sortie en intensité est obtenue par les diodes Zener de 9,1 V limitant à 2 A le courant dans chaque transistor.

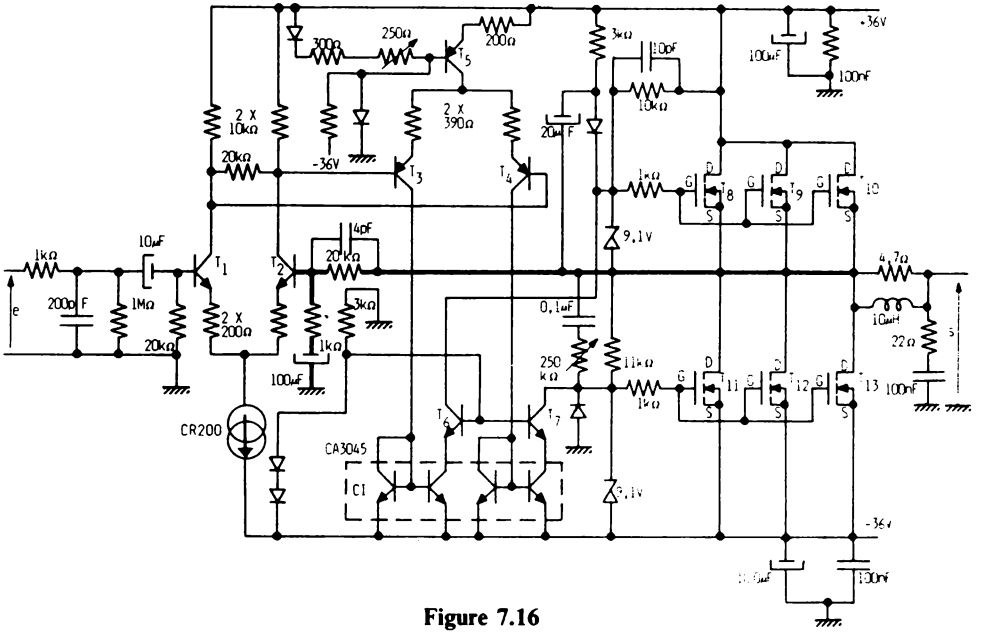



**Figure 7.16**

## 7.3. AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE A TRANSISTORS PILOTÉS PAR AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

L'avantage de l'amplificateur opérationnel est qu'il présente un produit gain-bande important. Toutefois son utilisation peut être limitée à cause de :

— sa tension totale d'alimentation,
— son slew rate,
— ses éléments de compensation en fréquence.

### 7.3.1. MONTAGES SIMPLES

Ce sont les montages où tous les éléments sont alimentés par les mêmes lignes d'alimentations.

**Schéma 1** (figure 7.17)

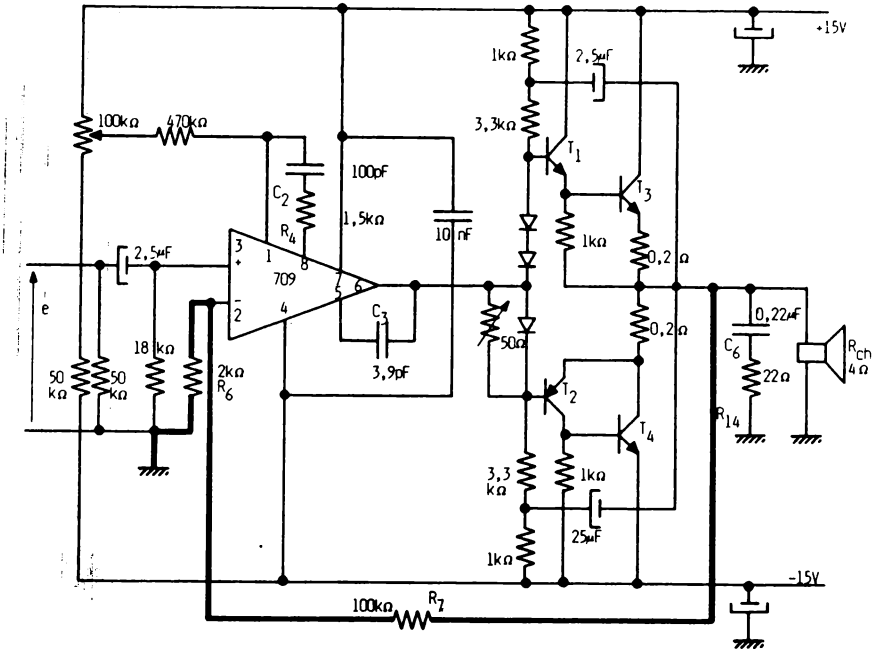



**Figure 7.17**

Un amplificateur opérationnel de référence 709 pilote un push-pull série à Darlington simple $T_1 - T_3$ et composite $T_2 - T_4$. Un bootstrapp symétrique permet, entre autre, d'augmenter la dynamique dans la bande audiofréquence. Les éléments de compensation en fréquence sont $C_2 - R_4$ et $C_3$ pour l'amplificateur opérationnel puis le réseau $R_{14} - C_6$ en sortie. Ce montage à configuration non inverseuse présente un gain en tension de

$$G_v = \frac{R_7 + R_6}{R_6} \simeq 50 \quad \text{soit} \quad 34 \text{ dB}$$

**A partir de ce schéma, toutes les modifications sont possibles en fonction du cahier des charges (montages inverseur, additionneur, filtre de puissance...).**

**Schéma 2** (figure 7.18)

(Source : *Electronique Applications* n° 45, p. 41.)

Ce montage est une variante du précédent. Afin que l'amplificateur opérationnel travaille à faible amplitude (à cause du slew rate par exemple), l'amplificateur de puissance présente un gain en tension supérieure à 1 grâce au diviseur de tension de retour $R_7 - R_5$. L'alimentation étant dissymétrique, le pont de polarisation $R_1 - R_2$ permet à l'ensemble de travailler autour de

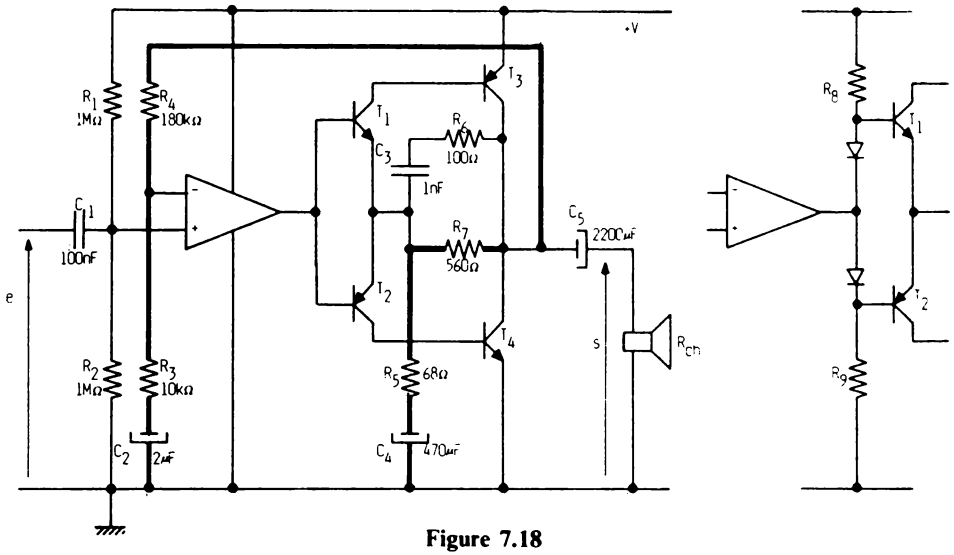



**Figure 7.18**

V/2, ce qui impose les liaisons capacitives utilisant $C_1$, $C_2$, $C_4$ et $C_5$. Le réseau $R_6 - C_3$ assure la compensation en fréquence. L'étage de sortie est polarisé en classe C. C'est la contre-réaction qui permet de limiter la distorsion. Toutefois si on veut que celle-ci soit encore plus faible, on utilise la polarisation classique par diodes. Comme la dynamique de tension à ce niveau est réduite, les résitances $R_8$ et $R_9$ suffisent pour imposer un courant quasi-constant. La contre-réaction dynamique nous permet d'obtenir un gain en tension

$$G_v = \frac{R_4 + R_3}{R_4} = 19 \quad \text{soit} \quad 25{,}5\ \text{dB}$$

Il est évident que ce montage peut travailler à fréquence nulle si les liaisons sont directes et les alimentations symétriques.

## 7.3.2. MONTAGES EN PONT

Le schéma de la figure 7.19 représente une réalisation de laboratoire. Il est constitué de deux amplificateurs de puissance, l'un à gain en tension de $-2$ et l'autre de $+2$. La charge étant connectée entre les deux sorties, le gain d'ensemble est alors

$$G_v = 4 \quad \text{soit} \quad 12\ \text{dB}$$

L'alimentation de 12 V, impose un point de repos général à + 6 V, assuré par le diviseur de tension découplé, situé à gauche du schéma. Les

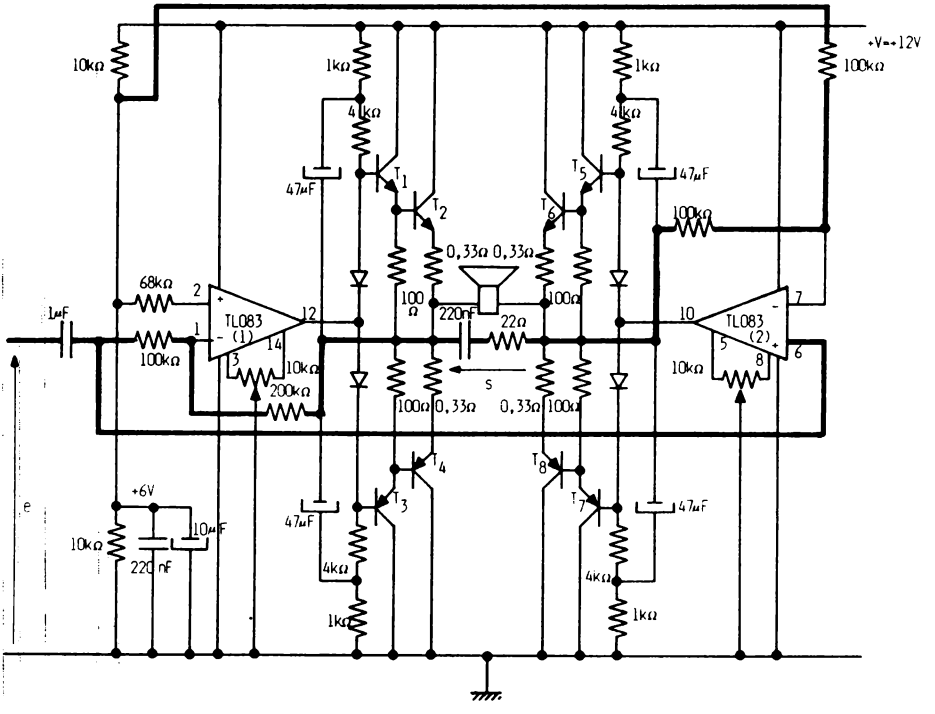



**Figure 7.19**

étages de puissance, à Darlington simples, sont polarisés en classe B-C. Les bootstrapps symétriques permettent un maximum de dynamique. Le réseau de compensation en fréquence, 22 Ω − 220 nF est connecté aux bornes de la charge. Le réglage d'offset devient nécessaire pour obtenir une tension nulle en sortie, au repos.

## 7.3.3. AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE SPECIAUX

C'est le cas des amplificateurs « hautes tensions » utilisant un amplificateur opérationnel.

**Schéma 1** (figure 7.20)

A partir de deux alimentations symétriques ± 24 V, on réalise, par stabilisation, deux autres alimentations ± 12 V pour l'amplificateur opérationnel. Ce dernier pilote un amplificateur de puissance identique à celui de la figure 7.18 et présentant un gain en tension sensiblement de 10. Les diodes $D_1$ et $D_2$ sont polarisées par les résistances de 8,2 kΩ. La dynamique à ce niveau reste faible.

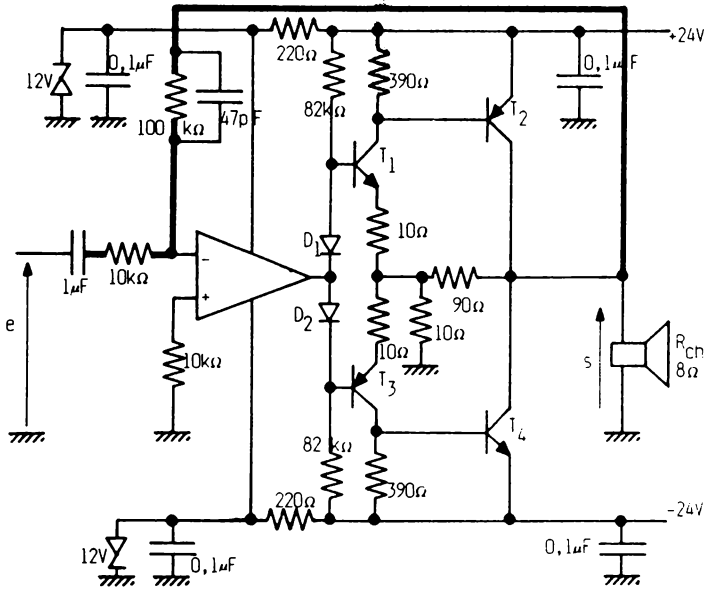



**Figure 7.20**

L'ensemble du montage est à configuration inverseuse, le gain en tension, dans la bande passante est

$$G_v = -\frac{100\,000}{10\,000} = -10 \quad \text{soit} \quad 20\ \text{dB}$$

L'amplificateur opérationnel utilisé est de référence 741. Son slew rate de 0,5 V/μs ne perturbe pas le fonctionnement de l'ensemble à cause de sa dynamique de sortie voisine de 4 volts crête à crête (le gain en tension du push-pull étant de 10). Une compensation en fréquence est effectuée par le condensateur de 47 pF en contre-réaction générale.

**Schéma 2** (figure 7.21)

Ce montage ressemble au précédent dans la mesure où l'amplificateur opérationnel 741, alimenté par ± 15 V, travaille avec une faible dynamique de sortie. Entre celui-ci et l'étage de puissance constitué d'un Darlington simple NPN et composite PNP, est inséré un double montage à charge répartie qui assure le gain en tension intermédiaire. Il y a lieu de déterminer correctement la valeur des résistances d'émetteur (autour de 500 Ω) afin de symétriser cet étage et de lui imposer une valeur acceptable du gain en tension. Pour l'ensemble nous avons

$$G_v = \frac{150\,000}{10\,000} = -15 \qquad \text{soit} \qquad 23{,}5\ \text{dB}$$

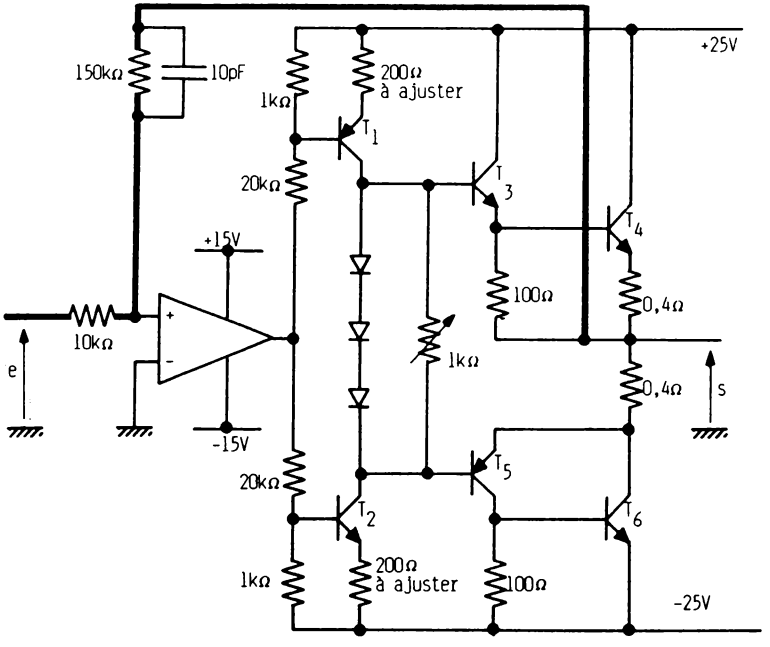



**Figure 7.21**

La contre-réaction s'effectue sur l'entrée (+) de l'amplificateur opérationnel qui est l'entrée (−) du montage.

**Schéma 3** (figure 7.22)

(Source : P. Garza, *Electronics*, 1973, vol. 46, p. 99.)

C'est le courant fourni à l'amplificateur opérationnel qui pilote l'étage de puissance. En partant de deux alimentations ± 30 V, on obtient sensiblement ± 15 V avec les transistors $T_1$ et $T_2$. Lorsque l'amplificateur opérationnel, chargé avec une faible valeur de résistance $R_1 = 39\ \Omega$ est sollicité par une variation négative sur son entrée (−) (à partir de $v_e$), sa sortie évolue en positif. Le courant dans $R_1$ vient de la ligne d'alimentation positive faisant conduire « plus » le transistor $T_1$ donc $T_3$ travaillant en émetteur commun. La sortie générale évolue en positif et est limitée par l'influence de la contre-réaction réalisée avec $R_3$. Le même processus s'établit pour la variation d'entrée opposée. Les capacités $C_1$ et $C_2$ servent à compenser en fréquence le montage. La configuration en inverseur conduit à un gain en tension

$$G_v = -\frac{56\,000}{5\,600} = -10 \quad \text{soit} \quad 20\ \text{dB}$$

Là encore, le slew rate de 0,5 V/µs de l'amplificateur opérationnel n'est pas gênant à cause de la faible dynamique obtenue à sa sortie.

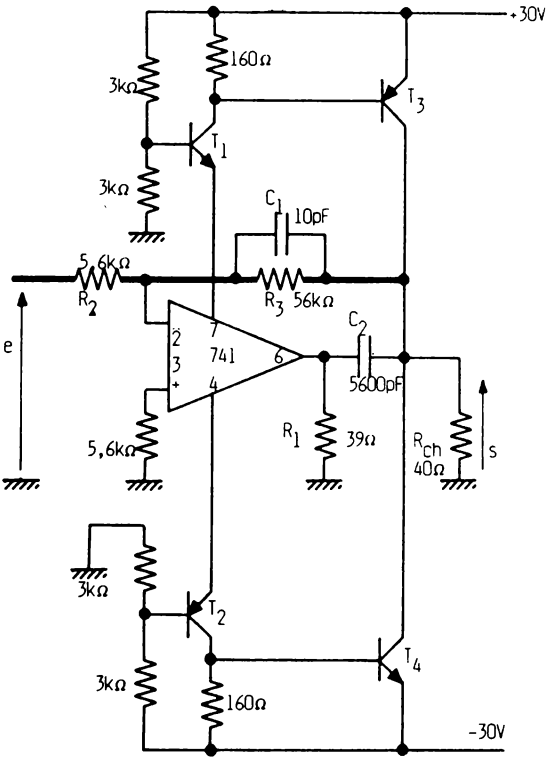



**Figure 7.22**

**Schéma 4** (figure 7.23)
(Source : *Elektor*, juillet-août 1985, p. 7.38.)

Ce schéma est une variante du précédent. L'ensemble du montage est alimenté par ± 20 V, valeur limite pour l'amplificateur opérationel. Le courant de charge, donc d'alimentation de celui-ci alternativement dans les résistances $R_4$ et $R_5$ commandant les transistors MOS de puissance $T_3$ et $T_4$ (ils travaillent en source commune). La polarisation en classe AB de ce push-pull est obtenue avec les transistors $T_1$ et $T_2$ travaillant en générateur de courant. Si une dissymétrie de cette polarisation apparaît, il est nécessaire d'utiliser deux générateurs indépendants injectant un courant dans les résistances $R_4$ et $R_5$. Le courant de repos dans $T_3$ et $T_4$ doit être voisin de 50 mA. La dynamique maximale de sortie de l'amplificateur opérationnel est limitée par le diviseur $R_8 - R_9$ donc voisine de 8 V crête à crête. Le gain de ce montage travaillant en configuration non inverseuse devient

$$G_v = \frac{R_3 + R_2}{R_2} = 11 \quad \text{soit} \quad 21 \text{ dB}$$

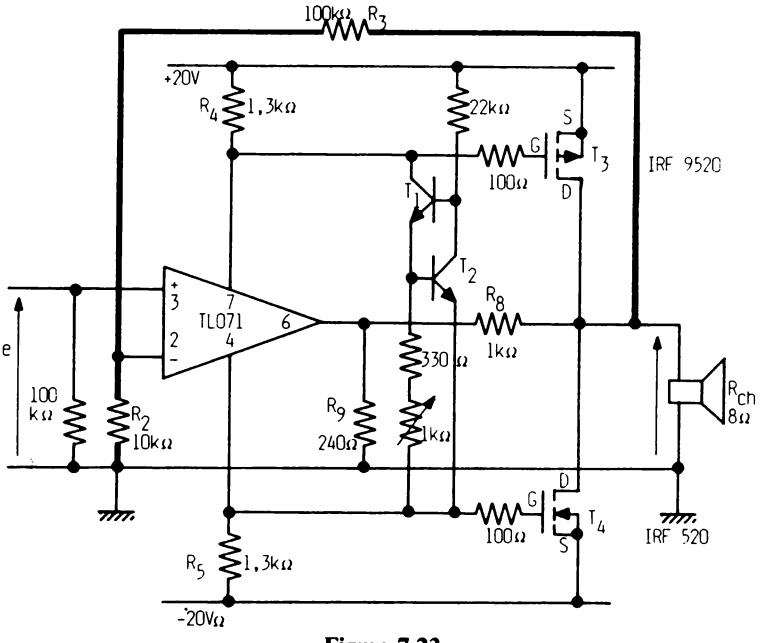



**Figure 7.23**

La puissance de sortie sur 8 Ω est voisine de 20 W et la distorsion harmonique à 100 Hz, inférieure à 0,01 %.

**Remarque importante.** Après un choix correct des éléments, ce dernier montage peut travailler en PWM. Il faut alors retirer la résistance $R_3$ de contre-réaction.

## 7.3.4. AMPLIFICATEURS CLASSE G OU H

(Source : *Elektor*, juillet-août 1982, p. 7.30.)

Rappelons que les classes G ou H permettent au push-pull de sortie d'être polarisé en classe A, tout en présentant un très bon rendement. Le schéma de la figure 7.24 illustre ce principe. La partie opérationnelle alimentée, en statique, entre ± 6 V est située sur la gauche du schéma. Elle est constituée d'un circuit intégré $CI_1$ pilotant un push-pull à Darlington simples par liaisons capacitives. Ceci permet de travailler à courant quasi constant dans les résistances $R_7$ et $R_8$ (mais ce n'est pas un montage bootstrapp). Le signal d'entrée pilote un second amplificateur de puissance (à droite du schéma) constitué, lui aussi, d'un amplificateur opérationnel suivi d'un push-pull

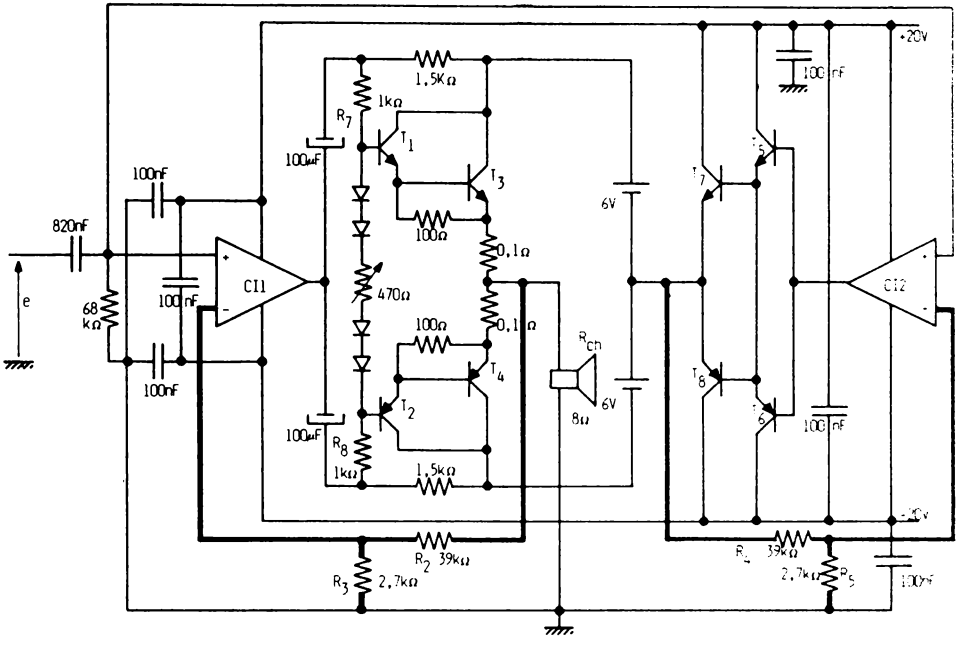



**Figure 7.24**

polarisé en classe B – C. Il permet de translater en régime dynamique, les deux sources continues de ± 6 V. Ainsi, l'amplificateur de puissance principale voit-il une tension constante et symétrique ± 6 V car le gain en tension des deux fonctions est le même

$$G_{v_1} = \frac{R_2 + R_3}{R_3} = G_{v_2} = \frac{R_4 + R_5}{R_5} = \frac{39\,000 + 2\,700}{2\,700} = 15{,}4$$

Pour que les Darlington de sortie soient toujours conducteurs, il faut limiter la dynamique dans la charge à celle de l'amplificateur de translation soit une valeur inférieure à 20 V.

## 7.4. AMPLIFICATEURS D'INSTRUMENTATION

Ils sont très proches des amplificateurs audiofréquences, sauf qu'ils doivent, dans la plupart des cas, présenter une largeur de bande plus grande en partant du continu et un très bon slew rate.

**Schéma 1** (figure 7.25)

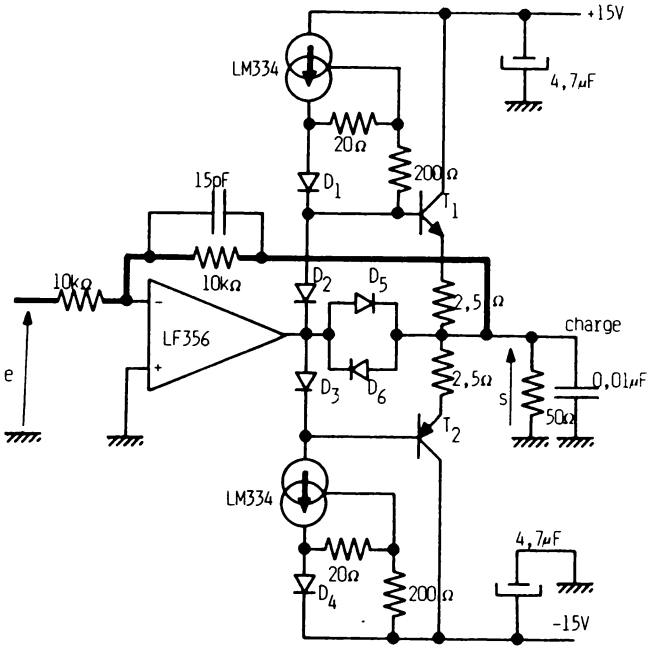



**Figure 7.25**

(Source : *Electronique industrielle*, n° 22, 15 octobre 1981, p. 37-39.)

Un amplificateur opérationnel rapide LF 356 pilote un amplificateur de puissance polarisé par diodes et générateurs de courant. Ceux-ci sont constitués de sources intégrées LM 334, câblées pour fournir un courant de 3,5 mA et compensées en température par les diodes $D_1$ et $D_4$. La limitation en intensité est assurée par les diodes $D_5$ et $D_6$. Les caractéristiques de ce montage sont :

— gain en tension = − 2 soit 6 dB,
— produit gain-bande passante, 2 MHz,
— distorsion harmonique inférieure à 0,05 %.

**Schéma 2** (figure 7.26)

(Source : *Electronique industrielle* n° 22, 15 octobre 1981, p. 37-39.)

L'amplificateur est constitué de la manière suivante : un amplificateur opérationnel LM 308 pilote un double montage émetteur commun constitué des transistors $T_1$ et $T_2$ pilotant eux-mêmes le push-pull symétrique de sortie. Le transistor $T_5$ travaille en multiplicateur de jonctions. L'amplificateur opérationnel, compensé en fréquence par la capacité de 33 pF et le réseau à retard de phase d'entrée, est relayé en haute fréquence par le transistor à

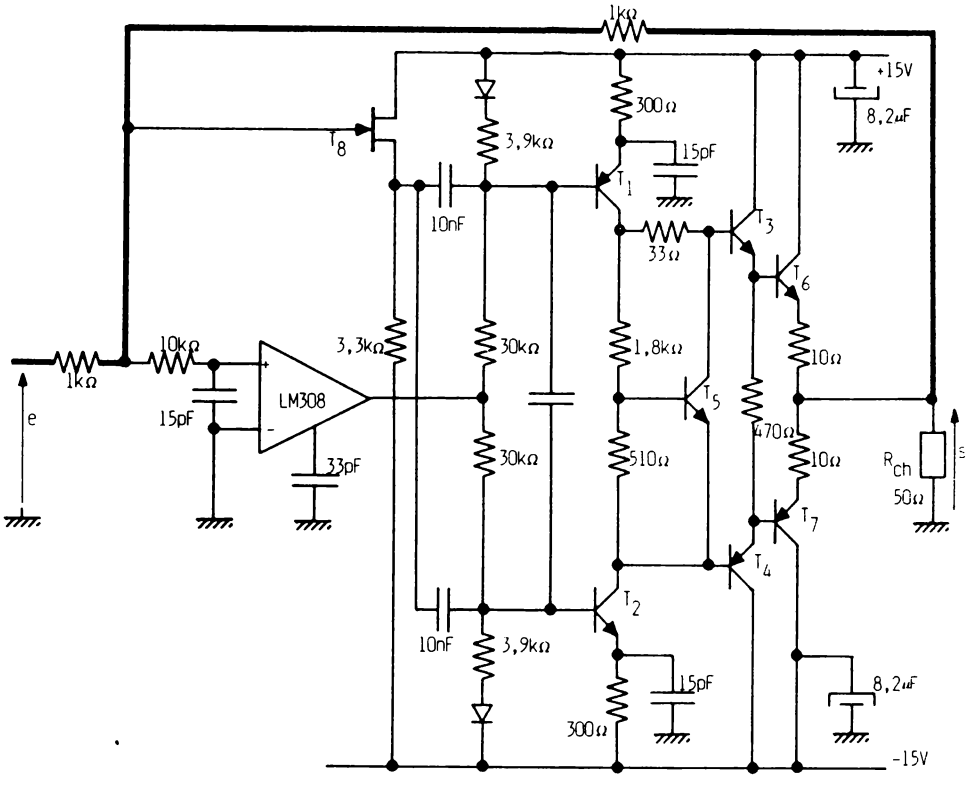



**Figure 7.26**

effet de champ $T_8$ travaillant en drain commun. La contre-réaction de l'ensemble s'effectue sur l'entrée (+) de l'amplificateur opérationnel qui est l'entrée (−) de l'ensemble. Les caractéristiques de cet amplificateur sont :

— gain en tension = 2 soit 6 dB,
— courant de sortie maximum 200 mA,
— produit gain-bande passante de 20 MHz,
— slew rate de 750 V/µs.

**Schéma 3** (figure 7.27)

(Source : *Electronique industrielle*, n° 22, 15 octobre 1981, p. 37-39.)

Cet amplificateur de forte puissance permet une dynamique de sortie maximale de 50 V crête à crête et un courant de 3 A. L'amplificateur opérationnel LF 411 pilote la précommande de puissance LM 391 ; celle-ci, associée au push-pull, présente un gain en tension de 20. Les Darlington de puissance de type composite, sont polarisés en classe AB à l'aide du potentiomètre de 10 kΩ. La compensation en fréquence est assurée par la capacité de 100 pF en contre-réaction et les réseaux R - C et L connectés en

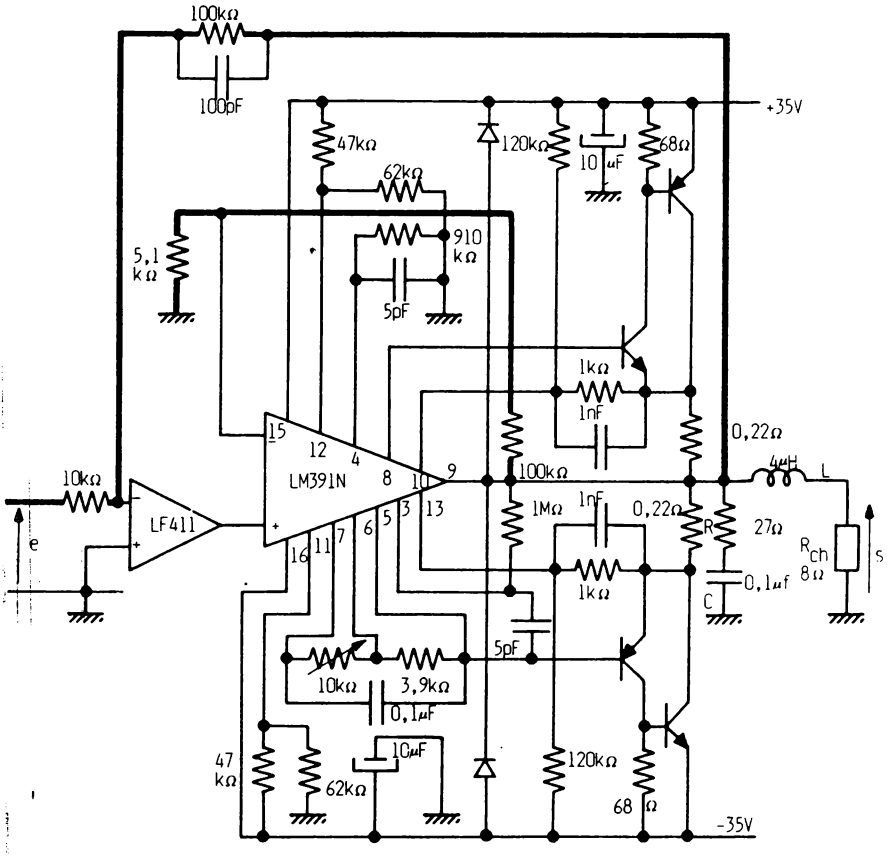



**Figure 7.27**

sortie. Pour le gain en tension d'ensemble de 11 (soit 21 dB) la bande passante à −3 dB est de 100 kHz.

**Schéma 4** (figure 7.28)

(Source : *Electronique industrielle*, n° 22, 15 octobre 1981, p. 37-39.)

C'est le schéma d'un amplificateur haute tension alimenté entre ± 120 V et piloté par un amplificateur opérationnel. Les étages intermédiaires sont respectivement :

— $T_1$ et $T_2$ travaillant en base commune,
— $T_3$ et $T_4$ en émetteur commun,
— $T_6$ en collecteur commun,
— $T_5$ est générateur de courant.

La sortie présente une dynamique de 200 V crête à crête sur une charge de 2 kΩ. La capacité de 100 pF autour du circuit intégré LF 357 accroît la

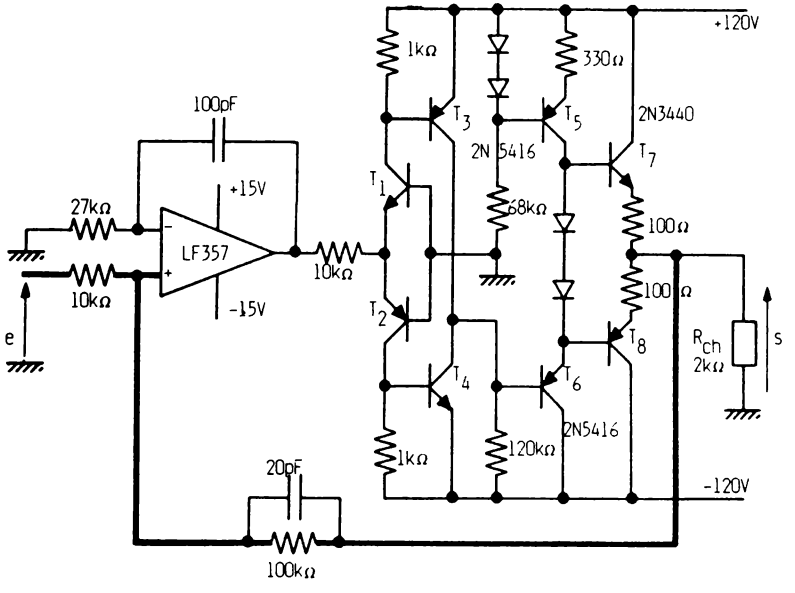



**Figure 7.28**

stabilité. L'entrée (+) de l'amplificateur opérationnel correspond à l'entrée (−) du montage. La bande passante est de 30 kHz pour un gain en tension de 11 (21 dB).

## 7.5. AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE CLASSE D

### 7.5.1. AMPLIFICATEUR AUDIOFRÉQUENCE

(Source : société Sony France et *Elektor*, avril 1979.)

Le schéma de la figure 7.29 représente l'amplificateur audiofréquence, de référence TA - N 88 (Sony). Ce schéma de base est exempt de l'alimentation à découpage, des circuits de protection et de l'oscillateur. Celui-ci, de type Colpitts délivre un signal carré de rapport cyclique 50 %.

L'amplificateur différentiel intégrateur d'entrée constitué du double transistor $T_{102}$ et du miroir de courant $T_{104}$ reçoit, d'un côté, le signal basse fréquence à amplifier et de l'autre, les deux signaux de l'oscillateur et de retour (contre-réaction). Cet étage présente une bande passante très large qui va du continu jusqu'à plusieurs mégahertz.

La fonction suivante constituée d'un circuit intégré à trois étages différentiels, suivi d'un amplificateur à éléments discrets $T_{106}$ compare la tension de sortie de l'étage précédent à une référence. Le résultat est l'obtention d'un signal PWM à front de montée ultra-rapide.

Les transistors complémentaires $T_{107}$ et $T_{108}$ fonctionnant en collecteur commun pilotent les étages haute tension. Les transistors émetteur commun $T_{110}$ et $T_{111}$ sont chargés par les générateurs de courant $T_{109}$ et $T_{112}$. Ceci permet de contrôler en courant les collecteurs communs $T_{201} - T_{203}$ puis $T_{202} - T_{204}$ pour la partie positive ainsi que $T_{205} - T_{207}$ puis $T_{206} - T_{208}$ pour la partie négative. Cette commande en courant est nécessaire pour charger puis décharger les capacités de structure des transistors MOS de puissance. Ces derniers travaillent en drain commun et sont en parallèle deux à deux $T_{113} - T_{114}$ et $T_{115} - T_{116}$.

Le filtre passe-bas est composé de cellules LC à très bonne réponse en phase et supprime correctement la fréquence de découpage et les fréquences d'intermodulation.

Les caractéristiques de cet amplificateur sont :

— puissance de sortie, 160 W sur 8 Ω,
— bande passante à 1 dB, 5 Hz - 40 kHz,
— distorsion harmonique inférieure à 0,5 % à la puissance nominale,
— distorsion d'intermodulation inférieure à 0,1 %,
— signal d'entrée de 1,4 V efficace.

## 7.5.2. AMPLIFICATEURS POUR MOTEURS

**Schéma 1** (figure 7.30)

(Source : *IEEE Transactions of industrial Electronics and Control Instrumentation*, vol. IECI - 26 n° 4, novembre 1979, p. 218.)

Ce circuit est constitué d'un montage à amplificateur opérationnel additionnant le signal d'entrée avec celui de retour, d'un comparateur rapide comparant le signal de l'étage précédent à celui issu du générateur de fonction 8038 (signal triangulaire), de la partie commande des transistors MOS de puissance et enfin du push-pull de sortie. Un filtre passe-bas de second ordre permet de ne restituer que la basse fréquence. Les diodes Schottky jouent le rôle de roue libre. La fonction de transfert de la chaîne directe A(p) est de la forme

$$A(p) = \frac{K}{(1 + \frac{p}{\omega_1})(1 + 2z\frac{p}{\omega_2} + \frac{p^2}{\omega_2^2})}$$

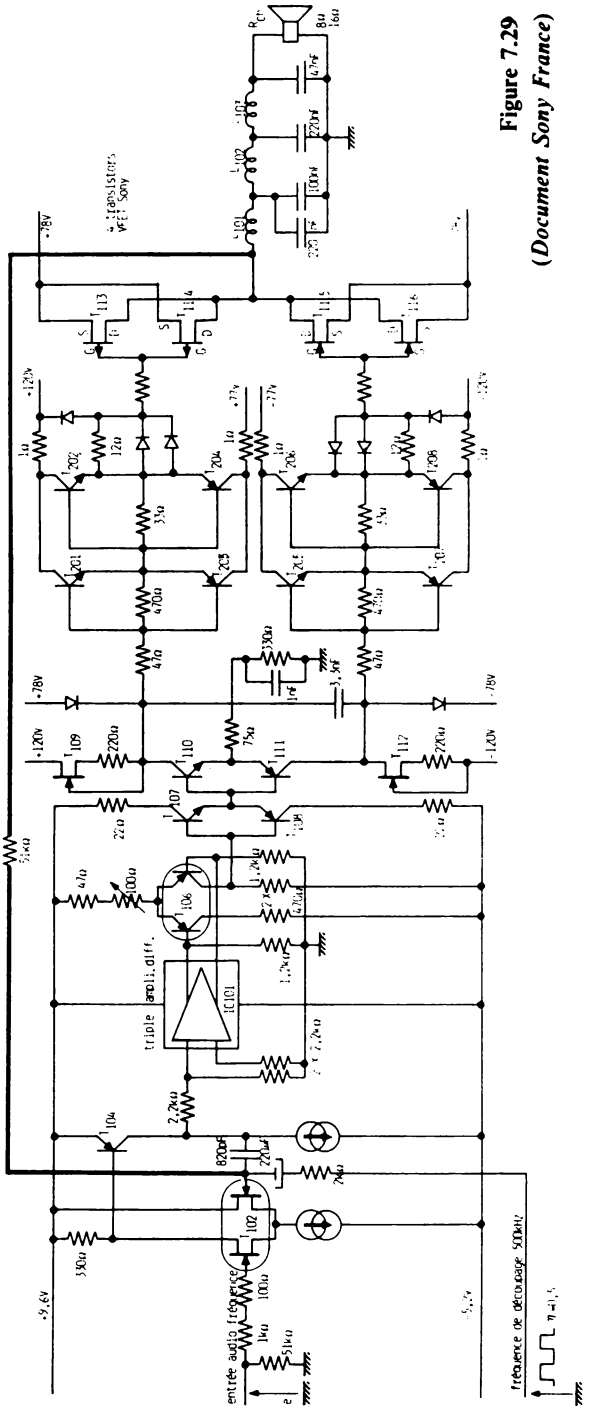



**Figure 7.29**
***(Document Sony France)***

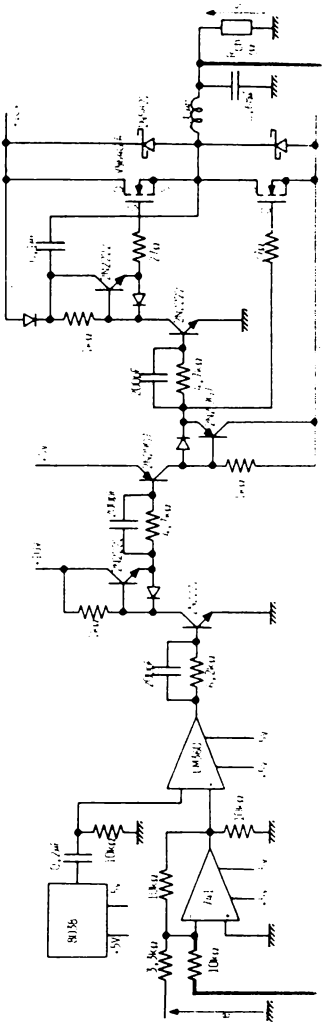


**Figure 7.30**

où K = 16,8, gain statique de la chaîne directe,
z = 0,866, coefficient d'amortissement du filtre sur charge de 7 Ω,
$f_1$ = 50 kHz, fréquence de cassure de l'amplificateur opérationnel 741 fonctionnant en additionneur,
$f_2$ = 20 kHz, fréquence de cassure du filtre.

Le gain de l'ensemble est voisin de 2,5 (8 dB) et la distorsion d'intermodulation transitoire inférieure à 1 %.

**Schéma 2** (figure 7.31)

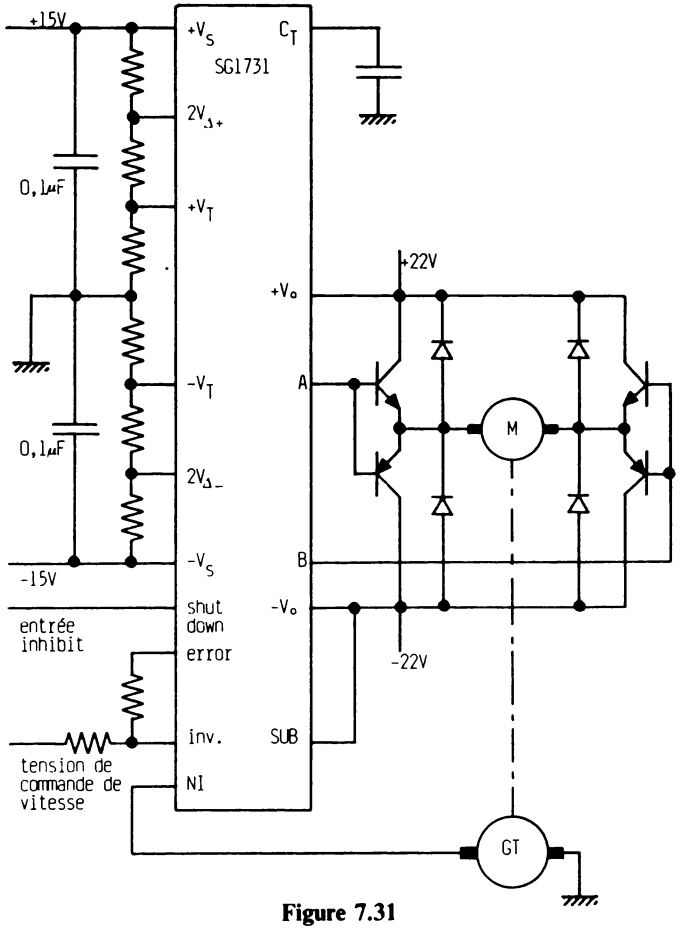



**Figure 7.31**

(Source : Silicon General représenté par RTF.)

Ce montage correspond à un asservissement de vitesse. Le moteur est alimenté par un amplificateur en H. Les transistors de puissance sont pilotés

par le circuit intégré SG 1731, circuit PWM présentant les caractéristiques suivantes :

— alimentation ente ± 3,5 V et ± 18 V,
— courant de sortie, 100 mA,
— fréquence d'oscillation de 5 kHz à 350 kHz,
— tensions de commande compatibles numériques.

D'autres applications de ce circuit peuvent être rencontrées : asservissement de position (figure 7.32), amplificateur audiofréquence.

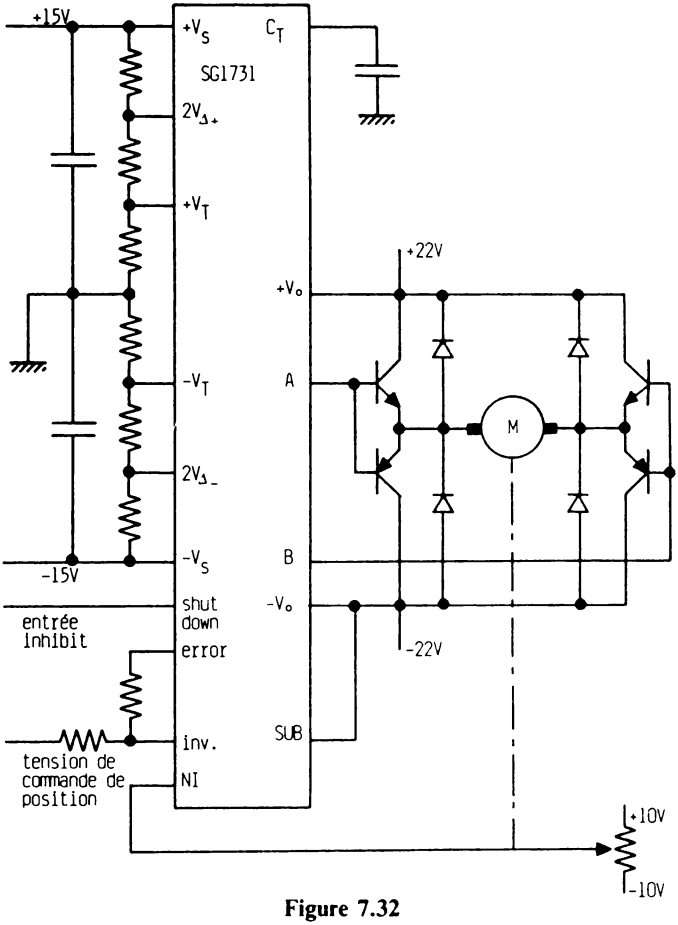



**Figure 7.32**

### 7.5.3. AMPLIFICATEUR D'INSTRUMENTATION HAUTE TENSION (figure 7.33)

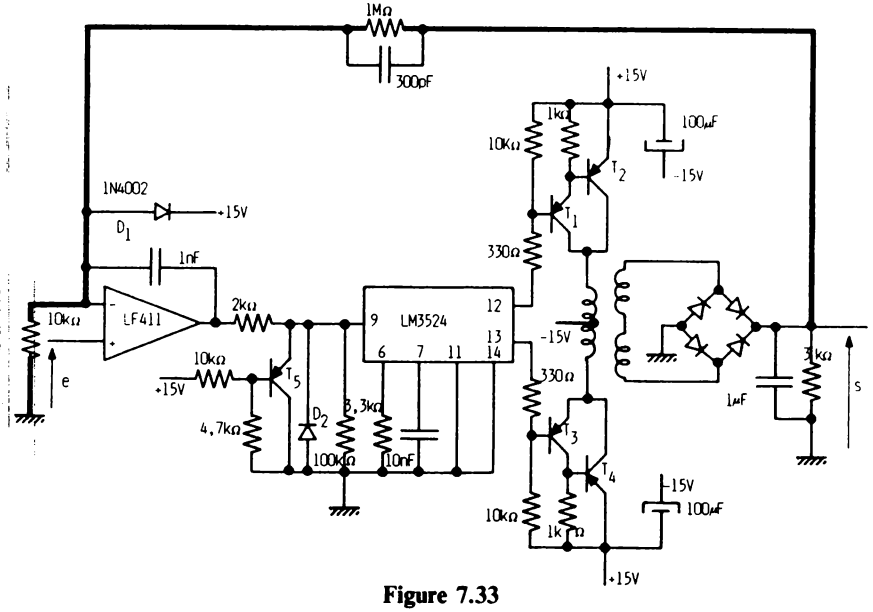



**Figure 7.33**

(Source : *Electronique industrielle*, n° 22, 15 octobre 1981, pp. 37-39.)

Ce schéma particulier représente un amplificateur de puissance de sortie 300 W sous 1 000 V. L'amplificateur opérationnel LF 411 pilote un convertisseur continu-continu LM 3524 qui est un régulateur PWM. La fréquence de travail est 20 kHz et l'étage de sortie est un push-pull parallèle à transformateur. Les transistors de puissance sont des Darlington simples PNP. Le redressement en sortie par diodes et le filtrage permettent d'obtenir une tension positive égale à sensiblement 100 fois la valeur de la consigne d'entrée. Ce montage particulier fait plutôt partie du domaine des alimentations mais rien n'empêche de le modifier afin de travailler, en sortie, en régime alternatif.

## 7.6. AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE CLASSE B (OU AB) POUR MOTEURS

Deux schémas sont proposés, autres que ceux présentés au chapitre 6.

**Schéma 1** (figure 7.34)

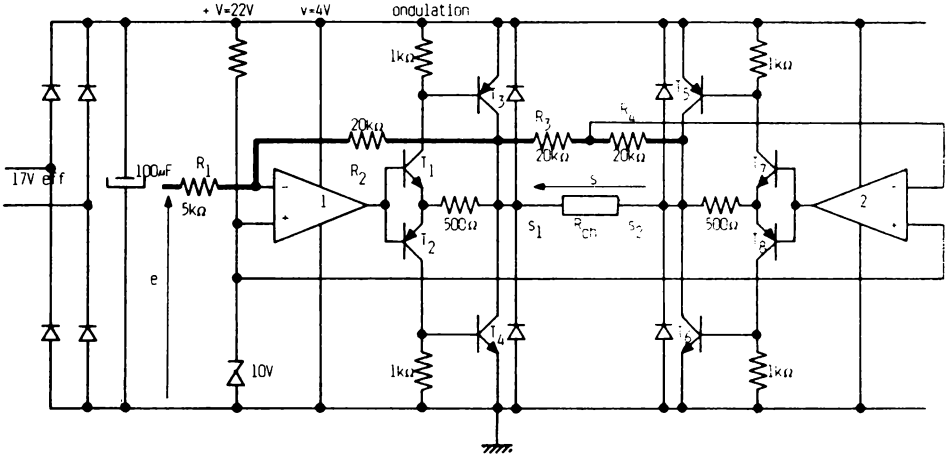



**Figure 7.34**

C'est le schéma d'alimentation d'un moteur ou d'un actionneur linéaire (électro-aimant). La configuration en H permet un courant bidirectionnel dans la charge (deux sens de rotation pour un moteur). L'originalité de ce montage est que la source continue n'est pas régulée. L'ondulation d'alimentation est très peu ressentie à cause du bon taux de réjection d'alimentation. L'expression de la sortie $s_1$ en fonction de e (pour les variations) est

$$\mathbf{s_1 = -\frac{R_2}{R_1} . e = -4\,e}$$

Celle de $s_2$ en fonction de $s_1$ est définie par

$$e_{+_2} = 0$$

$$e_{-_2} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} s_2 + \frac{R_4}{R_3 + R_4} s_1$$

($e_+ \simeq e_-$ de l'amplificateur opérationnel)

soit

$$s_2 = - s_1$$

et

$$\mathbf{s = s_1 - s_2 = 2\,s_1}$$

Le gain d'ensemble devient

$$\mathbf{s = -8\,e}$$

Il est important de remarquer que les tensions $s_1$ et $s_2$ évoluent en sens inverse. L'ensemble du montage travaille par rapport à la tension de 10 V (tension Zener).

**Schéma 2** (figure 7.35)

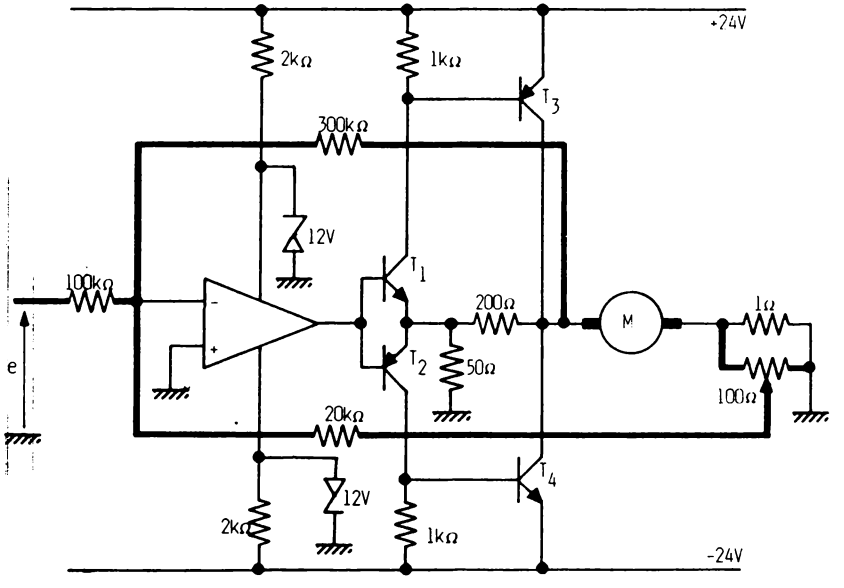



**Figure 7.35**

C'est le schéma d'un amplificateur de puissance de gain en tension partiel de 5, piloté par un amplificateur opérationnel, lui-même alimenté par ± 12 V (tension Zener). Deux boucles d'asservissement sont présentées, l'une en tension (gain de − 3) et l'autre en courant. Cette grandeur est ajustée par le potentiomètre de 100 Ω.

## 7.7. AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE HAUTE FRÉQUENCE

Les exemples d'applications sont nombreux. Notons que la tendance est à l'utilisation des transistors MOS jusque dans la bande UHF.

**Schéma 1** (figure 7.36)
(Source : *Elektor*, juillet-août 1982, p. 7.33.)

C'est un amplificateur d'antenne pour les fréquences comprises entre 26 et 30 MHz. Il utilise un transistor MOS de référence VN 66 AF de chez

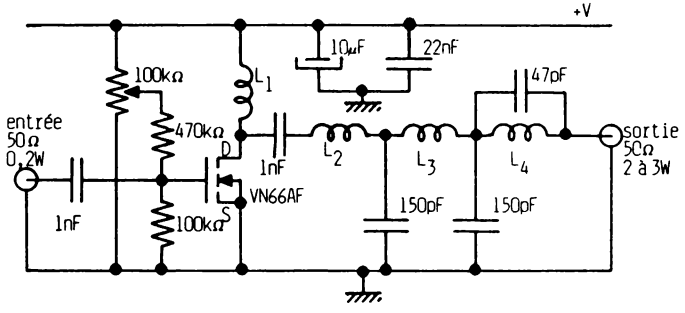



**Figure 7.36**

Siliconix prévu spécialement pour les hautes fréquences à cause de sa rapidité et de son faible bruit. La polarisation par pont permet de travailler en classe A, AB, B ou C suivant le type de modulation utilisé :

— en AM ou BLU le courant de repos du drain $I_D$ doit être de 20 mA (classe AB),

— en FM ou en onde entretenue pure CW, $I_D$ est nul, (classe B ou C),

— en amplificateur d'antenne, $I_D$ = 200 à 300 mA (classe A).

Le filtre de sortie atténue de 55 dB les harmoniques du signal haute fréquence. Pour une puissance d'entrée de 200 mW, nous obtenons en sortie 2 à 3 W.

Les inductances sont définies ainsi :

— $L_1$ = 12 spires de fil de cuivre émaillé de 1 mm de diamètre,

— $L_2$ et $L_4$ = 5 spires de 1 mm de diamètre,

— $L_3$ = 8 spires de 1 mm de diamètre.

Elles sont bobinées à spires jointives sur un diamètre intérieur de 9 mm.

**Schéma 2** (figure 7.37)

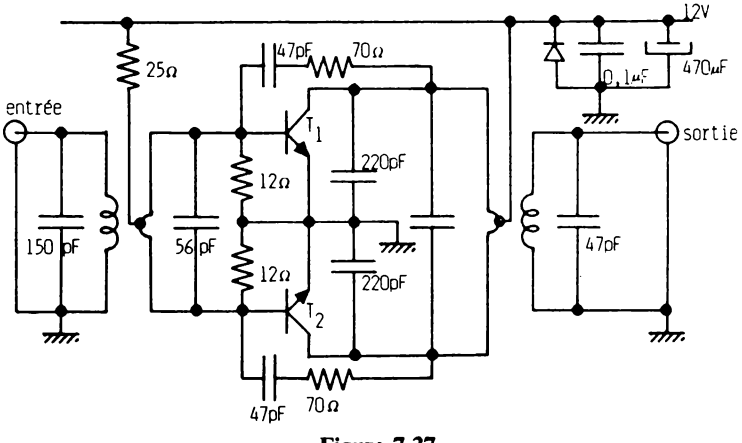



**Figure 7.37**

Ce schéma représente un amplificateur linéaire (classe A) pour modulation AM et BLU à une fréquence de 30 MHz. Le signal d'entrée est appliqué à un transformateur driver pilotant le push-pull parallèle. Les transitors utilisés ont comme référence : MRF 421 ou MRF 455 (avec compensation en fréquence). Le transformateur de sortie, accordé, alimente directement l'antenne d'émission. L'intensité absorbée est de 16 A pour une puissance de sortie de 80 W.

**Schéma 3** (figure 7.38)
(Source : *Amplificateurs radiofréquences Kalmus*, revendeur Equipements scientifiques, Garches.)

C'est le schéma d'un amplificateur radiofréquences linéaire, large bande, fournissant une puissance de 100 W sur une charge de 50 Ω, dans une bande de fréquence comprise entre 5 kHz et 10 MHz (référence 155 LCR). Le circuit de protection contre les ondes réfléchies dans le cas de charges complètement désadaptées (court-circuit ou circuit ouvert) n'est pas représenté.

Le signal à amplifier est appliqué sur la grille du transistor $T_1$. Le réseau d'entrée adapte l'impédance à 50 Ω. Le second étage utilise le transistor $T_2$ polarisé avec un courant de drain de 240 mA. Un troisième étage complète cette préamplification avec un courant de repos de 750 mA. L'étage de puissance est un push-pull polarisé en classe A où $Tr_1$ (ligne de transmission à transformateur) représente le transformateur « driver », $Tr_2$, $Tr_3$ et $Tr_4$, le transformateur de sortie. Rappelons que ces transformateurs spéciaux sont en plus adaptateurs d'impédances (voir paragraphe 6.5.1.5.).

Tous les transistors sont des TMOS de puissance en boîtier stripline de chez Motorola, compensés en fréquence par un réseau RLC connecté entre drain et grille, et polarisés en classe A. Cet amplificateur radiofréquence fait partie d'une grande famille d'amplificateurs linéaires du même type et fabriqués par la société Kalmus. Citons quelques références et caractéristiques sur le tableau 7.1.

**Tableau 7.1**

| Modèle | Puissance | Fréquence | Gain | Alimentation | Classe |
|---|---|---|---|---|---|
| 102 | 2 W | 0,05-180 MHz | 30 dB | 24 V/0,8 A | A |
| 110 | 10 W | 0,1-60 MHz | 40 dB | 24 V/2,3 A | A |
| 510 | 10 W | 400-500 MHz | 40 dB | 24 V/2,4 A | A |
| 162 | 100 W | 110-160 MHz | 20 dB | 28 V/9 A | AB |
| 116 LP | 1 000 W | 10-86 MHz | 55 dB | 220 V ~ | |
| 167 LP | 2 000 W | 10-86 MHz | 60 dB | 220 V ~ | |
| 166 UP | 600 W | 200-400 MHz | 55 dB | 220 V ~ | |
| 102 LC | 2 W | 25 Hz-100 MHz | 33 dB | 220 V ~ | A |

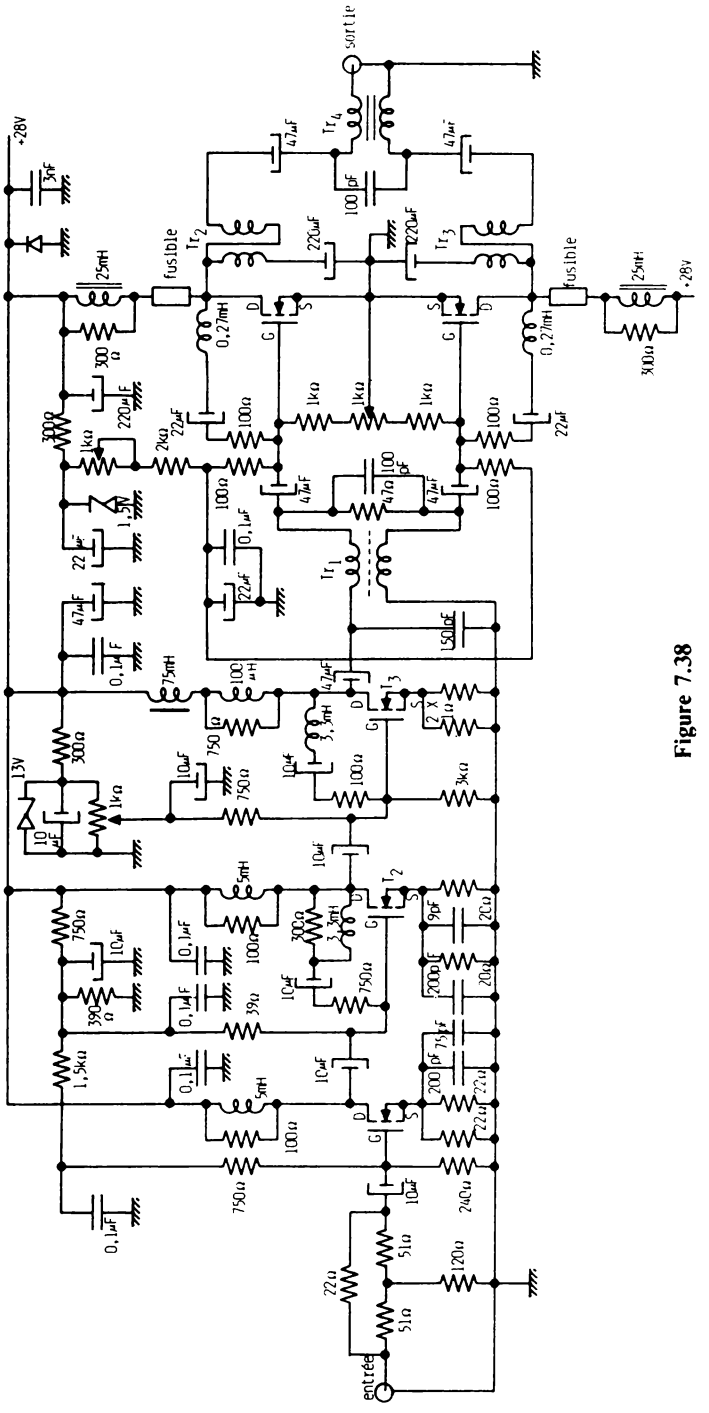



**Figure 7.38**

***(Document Kalmus, Equipements scientifiques)***

**Tableau 7.2**

| Référence | Tension d'alimentation maximale (V) | Courant de sortie continu (A) | Gain en tension statique | Produit gain x bande passante (MHz) | Slew rate V/µs |
|---|---|---|---|---|---|
| National Semiconductor | | | | | |
| LH 041 | ± 18 V | 0,2 A | 200 000 | 100 kHz | 3 V/µs |
| LH 0061 | ± 18 V | 0,5 A | 100 000 | 1 MHz | 70 V/µs |
| LH 0021 | ± 18 v | 1 A | 200 000 | 100 kHz | 30 V/µs |
| LH 0101 | ±22 V | 2 A | 200 000 | 300 kHz | 10 V/µs |
| LH 0004 | ±45 V | 20 mA | 60 000 | 10 MHz | 0,3 V/µs |
| LM 12 | ± 100 V | > 1 A | 100 000 | 700 kHz | 9 V/µs |
| SGS | | | | | |
| L 149 | ± 20 V | 3 A | 1 ($\beta$ = 10 000) | 200 kHz | 30 V/µs |
| L 165 | ± 18 V | 3 A | 10 000 | 5 MHz | 8 V/µs |
| L 272 DUAL | 28 V | 2 × 1 A | 1 000 | 1 MHz | 1 V/µs |
| Siemens | | | | | |
| TCA 365 | ± 21 V | 4 A | 10 000 | 500 kHz | 2 V/µs |
| TCA 2365 DUAL | ± 16 V | 2 × 2,5 A | 10 000 | 1 MHz | 4 V/µs |
| Thomson EFCIS | | | | | |
| TDB 0791 | ± 18 V | 1 A | 100 000 | 1 MHz | 10 V/µs |
| TDB 7910 | ± 18 V | 0,5 A | 100 000 | 1 MHz | 0,5 V/µs |

## 7.8. CIRCUITS INTÉGRÉS DE PUISSANCE

Nous présentons dans ce paragraphe quelques circuits intégrés monolithiques de puissance annoncés par les fabricants. Nous excluons les circuits hybrides quelle que soit la fréquence de fonctionnement. Rappelons que **l'évolution de l'électronique de puissance analogique est en partie axée sur les ASPIC (Applications Specific Power Integrated Circuits) qui consistent à rassembler dans un même boîtier la fonction de puissance et éventuellement celle de commande (surtout dans le domaine de la commutation).**

### 7.8.1. AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS DE PUISSANCE

Le tableau 7.2 fournit quelques références de circuits de puissance. Les caractéristiques annoncées sont approximatives (choix entre les valeurs maxima et minima) et de ce fait il faudra consulter les notices constructeurs.

### 7.8.2. AMPLIFICATEURS AUDIOFRÉQUENCES LINÉAIRES

Il existe en pratique de très nombreux circuits intégrés de puissance pour les applications audiofréquences (de 1 W à plus de 20 W). Le tableau 7.3 ne fournit que quelques caractéristiques. Rappelons que, dans le cas des circuits dual, deux amplificateurs sont intégrés, leur utilisation est, soit indépendante (deux voies), soit à configuration en H qui permet théoriquement de quadrupler la puissance dans la charge. Le taux de distorsion est défini pour une puissance de sortie donnée, à une fréquence imposée.

### 7.8.3. CIRCUITS INTÉGRÉS PWM POUR MOTEURS A COURANT CONTINU (tableau 7.4.)

Nous ne présentons pas les circuits intégrés linéaires pour moteurs, car ce sont des amplificateurs opérationnels ou des circuits équivalents. (Rappelons que Silicon General et Ixys sont représentés par RTF).

**Tableau 7.3**

| Référence | Tension d'alimentation | Courant de sortie limite | Puissance fournie | G × BP ou BP | Taux de distorsion harmonique |
|---|---|---|---|---|---|
| National Semiconductor | | | | | |
| LM 377 DUAL | 26 V | 1,5 A | 2 × 2 W | > 10 MHz | < 1 % |
| LM 3379 DUAL | 35 V | 1,5 A | 2 × 6 W | 10 MHz | < 1 % |
| LM 383 | 40 V | 3,5 A | 8 W | 3 MHz | 0,2 % |
| LM 1875 | 60 V | 3 A | 20 W | 70 kHz | 0,015 % |
| Siemens | | | | | |
| TDA 1037 | 30 V | 2,5 A | 4,5 W | 20 kHz | 1 % |
| TDA 4920 DUAL | 18 V | 2 A | 2 × 2 W | 50 Hz-50 kHz | 1 % |
| TDA 4930 DUAL | 32 V | 2,5 A | 2 × 10 W | 40 Hz-60 kHz | 1 % |
| Thomson Semiconductor | | | | | |
| TCA 830 | 20 V | 2 A | 2 W | 40 Hz-10 kHz | 0,3 % |
| TDA 2003 | 40 V | 3,5 A | 10 W | 40 Hz-15 kHz | 0,15 % |
| TDA 2040 | 40 V | 4 A | 20 W | 40 Hz-15 kHz | 0,5 % |

**Tableau 7.4**

| Référence | Tension d'alimentation maximale | Courant de sortie | Fréquence de découpage | Amplificateur de sortie |
|---|---|---|---|---|
| SGS<br>L 292 | 36 V | 2,5 A | < 30 kHz | en H |
| Siemens<br>TCA 955 | 16 V | 0,2 A | < 20 kHz | simple |
| TLE 4201 | 25 V | 2,5 A | < 20 kHz | en H |
| Thomson Semiconductor<br>UAA 4003 | 14 V | 1,5 A | < 50 kHz | simple |
| Silicon General<br>SG 1731 | ± 15 V | 0,1 A | < 350 kHz | en H |
| Ixys<br>IX DP 610 | 5 V | Circuit numérique fréquence maximale d'horloge 26 MHz | | en H |

## 7.8.4. CIRCUITS INTÉGRÉS POUR COMMANDE DE MOTEURS PAS A PAS

Citons :

— MC 3479 et SAA 1042 (Motorola),
— L 297, L 6217, MC 3479 et PBL 3717 (SGS),
— TCA 1560 et TCA 1561 (Siemens),
— TEA 3717 et TEB 1013 (Thomson Semiconductors).

## 7.8.5. CIRCUITS INTÉGRÉS POUR COMMANDE DE MOTEURS SANS BALAIS

Citons :

— LS 7261, LSI Computer Systems Incorporation, revendu par ISE,
— L 6230, L 6231, L 6233 et TDA 8116,(SGS, revendu par RTF).

## 7.8.6. CIRCUITS INTÉGRÉS POUR COMMANDE DE BOBINES

La Société SGS, spécialisée dans la commande PWM fournit quelques circuits : L 294, L 295, L 3654... Les circuits inductifs commandés peuvent être très diversifiés : bobine seule, ensemble de six électro-aimants pour imprimante, etc.

## 7.8.7. CIRCUITS DE PUISSANCE EN PONTS INTÉGRÉS

Les sociétés International Rectifier, SGS et Siliconix fournissent des circuits push-pull à une, deux, trois ou quatre branches, pour des tensions allant jusqu'à plusieurs centaines de volts et des intensités de plusieurs dizaines d'ampères, à technologie bipolaire ou hybride, avec ou sans circuit de commande compatible numérique (TTL par exemple).

## 7.8.8. APERÇU SUR LA TECHNOLOGIE DES CIRCUITS INTÉGRÉS LINÉAIRES

(Source : *Auto-Radio Handbook*, National Semiconductor, 1980, représenté par SCAIB, Rungis.)

Cette technologie est celle des amplificateurs opérationnels. L'étage de sortie typique est représenté sur le figure 7.39 où $T_1$ représente le transistor NPN de puissance et le couple $T_3 - T_2$, le transistor PNP composite. Cette

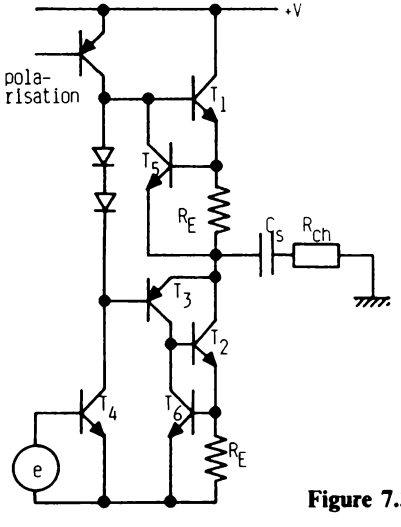



**Figure 7.39**

dissymétrie est liée au fait que les transitors PNP intégrés présentent un gain en courant très faible par rapport aux NPN. La limitation en intensité est réalisée par les transistors $T_3$ et $T_5$. L'étage « driver » est l'émetteur commun $T_4$ chargé par un générateur de courant.

Le schéma de la figure 7.40 représente un amplificateur audiofréquence complet de référence LM 378. L'amplificateur différentiel constitué des transistors $T_1 - T_2 - T_3 - T_4$ pilote l'émetteur commun $T_7$ par le biais du miroir de courant $T_5 - T_6$. L'étage de puissance utilise un Darlington simple NPN $T_{12} - T_{13}$ et un Darlington composite $T_9 - T_{14} - T_{15}$. La limitation en intensité est réalisée par les transistors $T_{10}$ et $T_{11}$. La capacité Miller $C_1$ permet de rendre stable le circuit.

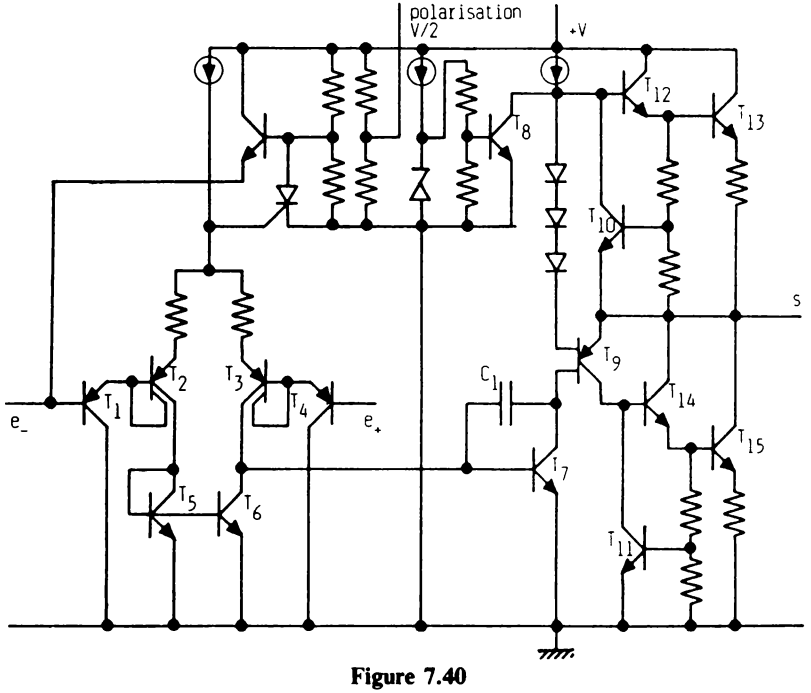



**Figure 7.40**

**Remarques.** Dans le cas des circuits intégrés audiofréquences, on peut rencontrer un circuit de bootstrappage. La capacité de liaison est extérieure et connectée entre la sortie et une borne particulière du circuit. La figure 7.41 en donne un exemple sur cette configuration en pont utilisant deux amplificateurs intégrés dans le même boîtier de référence TDA 2005 ou LM 2005. La résistance $R_5$ définit le gain en tension à partir du schéma de principe de la figure 7.42. En considérant la tension différentielle d'entrée de chaque circuit, voisine de 0 volt, nous avons pour l'amplificateur 1, un gain

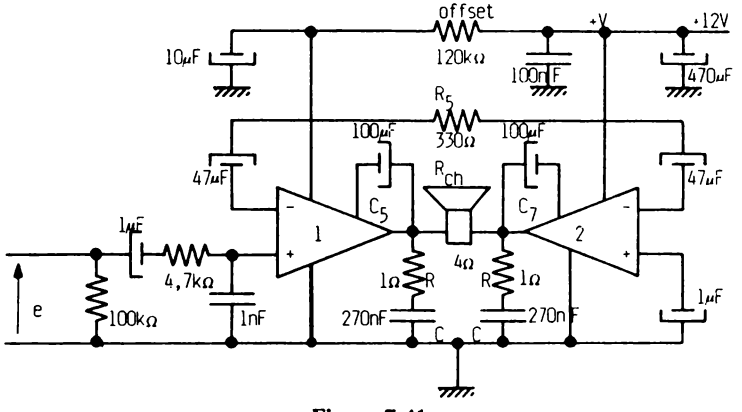



**Figure 7.41**

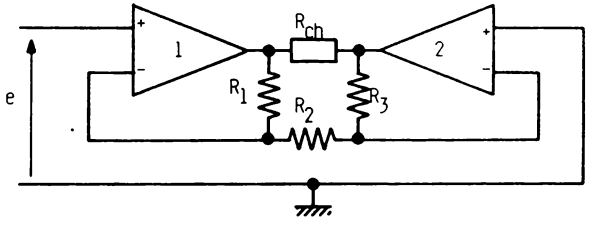



**Figure 7.42**

$G_{v_1} = \dfrac{R_1 + R_2}{R_2}$ et pour le 2, un gain $G_2 = -\dfrac{R_3}{R_2}$. Les résistances $R_1$ et $R_3$ de ce schéma de principe, sont intégrés dans le circuit réel. C'est donc soit $R_2$ (pour la figure 7.42) soit $R_5$ (pour la figure 7.41) qui ajuste le gain en tension d'ensemble. Les capacités de bootstrappage correspondent à $C_5$ et $C_7$. On retrouve le réseau RC de compensation en fréquence à la sortie de chaque amplificateur.

(Source : *Elektor*, novembre 1985, p. 11-45.)

# Bibliographie


Becciolini B., *Le montage complémentaire dans les amplificateurs basse fréquence*, Motorola Semiconductors Product, 1970.

Bourgeron R., 1 300 *schémas et circuits électroniques*, Editions Radio, Paris, 1986.

Chauprade R., *Electronique de puissance, tome 1 : Commande des moteurs à courant continu*, Collection ingénieurs EEA, Eyrolles, Paris, 1984.

Chauprade R., Milsant F., *Electronique de puissance, tome 2 : Commande des moteurs à courant alternatif*, Collection ingénieurs EEA, Eyrolles, Paris, 1984.

Lander C., *Power electronics*, 2e edition, McGraw-Hill, New York, NY, 1987.

Malvino A.P., *Principes d'électronique*, McGraw-Hill, Paris, New York, NY, 1988.

Oxner E.S., *Power fets and their applications*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ.

Panter P.F., *Modulation, noise and spectral analysis*, McGraw-Hill, New York, NY, 1965.

RCA, *Solid state power circuits*, Technical series SP-52, 1971.

Siliconix Inc., *MOSPOWER design catalog*, janvier 1983.